

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA**

**PROGRAMA DE PÓS GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**INEP - INSTITUTO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA**

**Sistema de Co-Geração de Energia a partir de Painéis  
Fotovoltaicos**

**DISSERTAÇÃO SUBMETIDA À UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA  
PARA OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**Rogers Demonti**

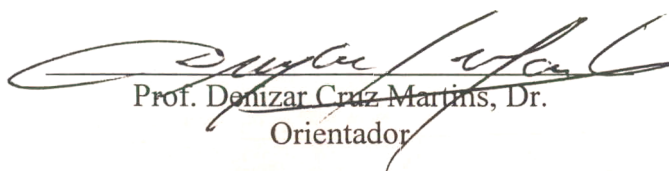
**FLORIANÓPOLIS, DEZEMBRO DE 1998.**




# SISTEMA DE CO-GERAÇÃO DE ENERGIA A PARTIR DE PAINÉIS FOTOVOLTAICOS

Rogers Demonti

‘Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Eletrônica de Potência e Acionamentos Elétricos, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.’



Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.  
Orientador

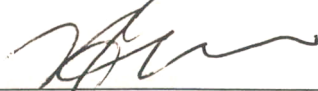


Prof. Ildemar Cassana Decker, D. Sc.  
Coordenador do Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

BANCA EXAMINADORA:



Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.



Prof. Ivô Barbi, Dr. Ing.  
Co-Orientador.



Prof. Alexandre F. de Souza, Dr.



Prof. Enio Valmor Kassick, Dr.



Prof. João Carlos dos Santos Fagundes, Dr.

**Aos meus pais  
Alfeo e Marta**

## AGRADECIMENTOS

Ao professor Denizar Cruz Martins pela competência na orientação deste trabalho e pelo apoio e amizade demonstrados neste período de convivência.

Ao professor Ivo Barbi, co-orientador, que juntamente com o professor Denizar Cruz Martins possibilitaram o estudo da co-geração de energia utilizando painéis fotovoltaicos estando este trabalho entre os primeiros do País realizados nesta área.

Aos membros da banca examinadora pelas contribuições para o aprimoramento deste trabalho.

A todos os colegas do INEP, especialmente os colegas de mestrado Faruk J. Nome Silva, Marcelo Lobo Heldwein, Marcos A. Cardoso de Lima, Muriel Bittencourt de Liz, Osvanil Oliveira Pereira e Vanderlei Antunes de Mello pelas inúmeras contribuições e apoio nos momentos difíceis.

A todos os professores e funcionários do INEP pela disposição em transmitir conhecimentos e pela amizade.

A todo povo brasileiro que através da CAPES (Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior) e da UFSC contribuiu com o apoio financeiro necessário à realização deste trabalho, não perdendo nunca a esperança de um futuro com dias melhores.

A Deus, motivo da existência da vida, que ilumina meu caminho.

## ÍNDICE

<b>Resumo .....</b>	<b>vii</b>
<b>Abstract .....</b>	<b>viii</b>
<b>Simbologia .....</b>	<b>ix</b>
<b>Introdução Geral .....</b>	<b>xi</b>
<b>Capítulo 1 - Introdução a Utilização da Energia Solar e ao Sistema proposto neste Trabalho</b>	
1.1. Introdução .....	1
1.2. O efeito fotovoltaico e os painéis solares fotovoltaicos .....	2
1.3. Co-geração de energia .....	5
1.4. Sistema proposto .....	10
1.5. Conclusão .....	14
<b>Capítulo 2 - Primeiro Estágio - Conversor Push-Pull Alimentado em Corrente</b>	
2.1. Introdução .....	15
2.2. Modos de operação do conversor push-pull alimentado em corrente .....	17
2.3. Equacionamento básico do conversor push-pull alimentado em corrente.....	18
2.4. Simulação do conversor.....	19
2.5. Projeto e escolha dos componentes da etapa de potência.....	21
2.5.1. Circuito de grampeamento da tensão nos interruptores.....	21
2.5.2. Cálculo térmico .....	22
2.6. Circuito de controle .....	24
2.7. Implementação prática e resultados experimentais .....	26
2.8. Conclusão .....	30
<b>Capítulo 3 - Segundo e Terceiro Estágios - Conversor Buck e Inversor de Corrente</b>	
3.1. Introdução .....	31
3.2. Princípio de operação do conversor buck e do inversor de corrente .....	32
3.3. Equacionamento do conversor buck.....	33
3.4. Malhas de controle do conversor buck .....	35
3.4.1. Análise das malhas de realimentação .....	36
3.4.2. Projeto do compensador de tensão (Reg. V) .....	38

3.4.3. Projeto do compensador de corrente (Reg. I) .....	40
3.5. Terceiro estágio do sistema de co-geração de energia.....	44
3.5.1. O inversor de corrente .....	44
3.5.2. O filtro de saída .....	45
3.6. Simulações.....	47
3.7. Projeto dos componentes da etapa de potência .....	50
3.7.1. Cálculo térmico .....	51
3.8. Circuitos de controle e comando .....	52
3.9. Conclusão .....	55

#### **Capítulo 4 - Interligação dos Estágios e Avaliação do Sistema**

4.1. Introdução .....	56
4.2. Interligação dos estágios.....	57
4.3. Resultados experimentais .....	58
4.4. Análise harmônica e rendimento do sistema .....	68
4.5. Perspectivas para trabalhos posteriores .....	70
4.6. Conclusão .....	72
<b>Conclusão Geral .....</b>	<b>73</b>
<b>Anexo 1 - Cálculos Matemáticos .....</b>	<b>75</b>
<b>Anexo 2 - Lista de Componentes.....</b>	<b>89</b>
<b>Referência Bibliográfica .....</b>	<b>92</b>

## RESUMO

Dentre as formas de obtenção de energia conhecidas a energia solar é uma das que menos polui e menos causa impactos ao meio ambiente, além de ser uma fonte inesgotável de energia.

Mas o homem enfrenta desafios para fazer do sol uma fonte de energia que possa substituir as fontes atuais que em geral são poluentes e causam, em maior ou menor grau, danos ao meio ambiente.

O objetivo deste sistema é a adaptação da energia elétrica produzida pelos painéis fotovoltaicos à rede de energia elétrica comercial, produzindo uma corrente elétrica com o mesmo formato e frequência da rede, fornecendo desta forma energia proveniente do sol à rede comercial.

O sistema é composto pela combinação de três estruturas conhecidas que são o *Conversor Push-Pull Alimentado em Corrente*, o *Conversor Buck* e o *Inversor de Corrente*.

## ABSTRACT

Among the known energy sources, solar energy is one of the less polluting, most inexhaustible, and causes few damages to the environment.

However, man must overcome many challenges in order to make the sun an appropriate replacement for the present energy sources, that are, in lower or a higher degree, aggressive to the environment.

This system has the purpose of adapting the electric energy produced by the photovoltaic cells to the mains power supply, generating an electric current with the same frequency and shape as this supply, thereby transferring to the grid the energy coming from the sun.

The complete system is composed by three well-known topologies: the Current-fed Push-Pull Converter, the Buck Converter and the Current Inverter.



## SIMBOLOGIA

$\theta$	$\Rightarrow$	ângulo da tensão senoidal da rede comercial;
$\Delta t_a$	$\Rightarrow$	tempo de acumulação de energia no indutor;
$\Delta t_b$	$\Rightarrow$	tempo de descarga de energia no indutor;
$a$	$\Rightarrow$	relação de transformação, $a = N_p / N_s$ ;
CA	$\Rightarrow$	corrente alternada;
CC	$\Rightarrow$	corrente contínua;
D	$\Rightarrow$	razão cíclica;
$D(\theta)$	$\Rightarrow$	razão cíclica em função do ângulo $\theta$ ;
d.d.p	$\Rightarrow$	diferença de potencial;
DHT	$\Rightarrow$	Distorção Harmônica Total;
$f_c$	$\Rightarrow$	frequência de cruzamento por zero dB;
$f_p$	$\Rightarrow$	frequência do pólo;
$f_r$	$\Rightarrow$	frequência de ondulação da tensão de saída do push-pull;
$f_{res}$	$\Rightarrow$	frequência de ressonância do filtro de saída LfCf;
$f_s$	$\Rightarrow$	frequência de chaveamento;
$f_z$	$\Rightarrow$	frequência do zero;
$I_o$	$\Rightarrow$	corrente de saída do inversor de corrente, enviada ao filtro LfCf;
$I_r$	$\Rightarrow$	corrente injetada na rede comercial;
m.p.p.	$\Rightarrow$	<i>maximum power point</i> - ponto de máxima potência;
$N_p$	$\Rightarrow$	número de espiras do enrolamento primário;
$N_s$	$\Rightarrow$	número de espiras do enrolamento secundário;
$P_{com}$	$\Rightarrow$	potência de perdas por comutação de interruptores;
$P_{cond}$	$\Rightarrow$	potência de perdas por condução de interruptores;
$P_i$	$\Rightarrow$	potência de entrada do conversor buck;
PWM	$\Rightarrow$	<i>pulse width modulation</i> $\rightarrow$ modulação por largura de pulso;
s	$\Rightarrow$	$j\omega \rightarrow \omega = 2\pi f$ ;
$T_s$	$\Rightarrow$	período de chaveamento - $T_s = 1/f_s$ ;
$V_a$	$\Rightarrow$	tensão de saída do amplificador operacional U <sub>501</sub> ;



$V_b$	$\Rightarrow$	tensão de saída do amplificador operacional $U_{502}$ ;
$V_i$	$\Rightarrow$	tensão de entrada do conversor buck;
$V_{ir}$	$\Rightarrow$	ondulação da tensão de saída do push-pull;
$V_m$	$\Rightarrow$	tensão de pico da rede comercial;
$V_o$	$\Rightarrow$	tensão de saída do conversor buck;
$V_p$	$\Rightarrow$	tensão proveniente dos painéis fotovoltaicos;
$V_r$	$\Rightarrow$	tensão da rede comercial ( $V_r = V_m \cdot \sin\theta$ );
$W_p$	$\Rightarrow$	watt de pico (fornecido por um ou mais painéis fotovoltaicos);

## INTRODUÇÃO GERAL

Os painéis solares fotovoltaicos possibilitam a maneira mais simples de se converter energia solar diretamente em energia elétrica.

Se fosse possível converter uma pequena fração do total da energia solar diária incidente sobre a terra diretamente em energia elétrica os problemas energéticos para os quais a humanidade caminha poderiam ser em grande parte resolvidos ou amenizados. Sabe-se que em apenas uma hora o Sol despeja sobre a Terra uma quantidade de energia superior ao consumo global de um ano inteiro. Energia gratuita, renovável e não poluente.

A Energia Solar Fotovoltaica é cada dia mais utilizada em substituição aos métodos convencionais de geração de eletricidade pois, nos dias atuais, em que os problemas ambientais se agravam e as matérias primas se esgotam, não é mais possível tolerar a utilização irracional das fontes convencionais de energia obtidas a partir do nosso meio ambiente. É importante salientar que a exploração desenfreada dos recursos naturais pode tornar instável a harmonia do nosso sistema ecológico e, ocorrendo esse fato, a recuperação desse sistema será praticamente impossível.

A iminente diminuição da produção de combustíveis tradicionais preocupa também o setor elétrico, que atualmente é um dos principais provedores energéticos do mundo. Desse modo, surge a necessidade de incrementar a produção de energia elétrica no planeta, de tal forma que se evite a utilização de combustíveis naturais, ou, por outro lado, determinar formas de redução do seu consumo, haja vista que hoje, a utilização do potencial hidrelétrico, que seria a alternativa mais viável no caso do Brasil, está se tornando dispendiosa e ecologicamente incorreta (em muitos locais há, em decorrência da implantação de usinas hidrelétricas, o alagamento de grandes áreas economicamente ativas). Dessa forma, seria importante para o Brasil direcionar suas pesquisas na procura de meios alternativos de obtenção de energia de uma maneira simples, não poluente, renovável, que não cause forte impacto ecológico ao meio ambiente e que seja economicamente viável. Neste cenário a energia solar surge como uma importante alternativa ao crescente consumo energético mundial. A análise dos aspectos sociais, econômicos e ambientais envolvidos na implantação de sistemas de captação da energia solar é bastante promissora. O domínio dessa tecnologia representa um ganho social e econômico substancial, e colocará o Brasil em destaque no setor internacional.

A conversão direta de energia solar em energia elétrica através do efeito fotovoltaico é

objeto de considerável atenção de vários laboratórios de pesquisa em todo o mundo. Já existem inúmeros programas que utilizam métodos generalizados para tratamento de energia solar. Tanto nos EUA, como na Europa, o desenvolvimento subsidiado da energia solar está trazendo a um número crescente de pessoas a certeza de que há uma saída econômica e consciente para a questão energética através da auto-suficiência e independência proporcionadas por esta tecnologia.

A co-geração de energia elétrica a partir de painéis fotovoltaicos, ou seja, a geração de energia elétrica paralelamente aos grandes geradores da concessionária de energia é uma solução que vem sendo adotada em vários países por possibilitar a produção de energia sem qualquer peça móvel, sem ruído e sem emissão de gases ou resíduos poluentes. Consiste na integração de painéis solares geradores de energia elétrica a ambientes urbanos, com interligação da instalação geradora à rede elétrica pública de forma descentralizada. São portanto sistemas de pequeno porte e pequenas potências que podem ser instalados em residências, estabelecimentos comerciais e indústrias, cada qual contribuindo com pequenas parcelas da energia total consumida. Por estarem instalados nos próprios locais de consumo estes sistemas minimizam as perdas por transmissão e como consequência reduzem os investimentos em linhas de transmissão. Estes sistemas não utilizam baterias, diminuindo os custos e aumentando de quatro a seis vezes os intervalos entre as manutenções. A instalação dos módulos não requer a construção de estruturas especiais e não ocupa espaços adicionais podendo ser integrados a telhados, fachadas e até em janelas.

Os objetivos do presente trabalho são o estudo de um sistema que possibilite a conexão de painéis fotovoltaicos à rede elétrica pública, a construção de um protótipo de 300 W para comprovar este estudo e a obtenção de maior aprofundamento e compreensão acerca das características e viabilidades dos sistemas interconectados a rede elétrica.

Os painéis fotovoltaicos utilizados neste trabalho estão instalados no prédio do Instituto de Eletrônica de Potência (INEP) da Universidade Federal de Santa Catarina num total de seis módulos, sendo dois da marca Siemens e quatro da marca Heliodinâmica, perfazendo um total de aproximadamente 300 Wp.

O desenvolvimento de novas tecnologias aplicadas aos painéis fotovoltaicos está possibilitando a redução acentuada dos custos de fabricação e de material. Por exemplo, os painéis de silício cristalino cujas lâminas de silício têm espessura de aproximadamente 300  $\mu\text{m}$  estão sendo substituídos por painéis de filmes finos com espessura da ordem de 1  $\mu\text{m}$  representando uma economia substancial de silício. Por outro lado pesquisas são realizadas

em diversos laboratórios no mundo inteiro e permitem a obtenção de painéis mais eficientes. Comercialmente é possível encontrar painéis com rendimentos em torno de 15 %. Em experimentos de laboratório já existem células com rendimento de 25 %. A título de comparação, a eficiência do processo de fotossíntese é da ordem de 0,2 %.

O nosso País oferece plenas condições climáticas para que a implantação destes sistemas obtenha grande sucesso. Todos os trabalhos atuais e os já realizados na área de geração de energia fotovoltaica contribuem para uma melhor compreensão e difusão desta idéia de tal forma que o aproveitamento energético do Sol se faça de maneira harmoniosa e atenda a todos os setores da sociedade.



# **Capítulo 1 - Introdução a Utilização da Energia Solar e ao Sistema proposto neste Trabalho**

## **1.1. Introdução**

É impossível deixar de perceber que algumas fontes de energia utilizadas atualmente no nosso planeta aproximam-se da exaustão e do limite de produção.

Além disso, a grande maioria destas fontes traz consigo o grande problema da poluição e a probabilidade sempre presente de causar catástrofes ecológicas.

Como exemplos podem ser citadas as usinas termelétricas a carvão que, por mais eficientes que sejam, não conseguem eliminar a poluição causada pela queima deste combustível, bem como os resíduos remanescentes, e as usinas nucleares que produzem o lixo atômico, não existindo ainda um local adequado para depositar este lixo.

Mesmo as usinas hidrelétricas, que no Brasil suprem a maioria absoluta do consumo de energia elétrica e não causam poluição à primeira vista, ferem o ecossistema com enormes alagamentos de áreas vizinhas das margens dos rios. Somente atualmente tem-se meios mais eficazes de medir os reflexos destes alagamentos que atingem áreas com grande diversidade de flora e fauna e até locais habitados.

É certo que os fatores vistos acima aliados a fatores adicionais levam o homem à crescente necessidade de uma busca por fontes de energia que minimizem os efeitos negativos e racionalizem o consumo de energia mundial.

Neste âmbito, a energia solar apresenta-se como uma importante alternativa renovável e não poluente para a produção de energia elétrica.

## 1.2. O efeito fotovoltaico e os painéis solares fotovoltaicos

O efeito fotovoltaico consiste na propriedade de alguns materiais de apresentarem uma d.d.p. quando atingidos por raios de luz.

O material mais utilizado para esta função é o Silício. Mais recentemente foram fabricadas células com outros materiais tais como Arsenieto de Gálio e Sulfeto de Cádmio.

Os painéis de silício amorfo (a-Si) apresentam um rendimento de aproximadamente 9 % e os painéis de silício cristalino (c-Si) rendimento entre 10 % e 13 %, porém os painéis de a-Si têm um custo de fabricação menor.

Os painéis de sulfeto de cádmio são fabricados pela deposição de uma fina película sobre superfícies que podem ser flexíveis como o plástico. Apresentam baixo rendimento ( $\cong 6\%$ ) porém custos de fabricação menores e possibilidades adicionais de uso devido a flexibilidade.

O rendimento de um painel, sendo este composto por várias células, é sempre menor do que o rendimento de uma célula.

Pesquisas com o arsenieto de gálio resultaram em rendimentos acima de 25 % para pequenas células.

Na Fig. 1.1 pode-se observar um esquema simplificado de uma célula fotovoltaica.

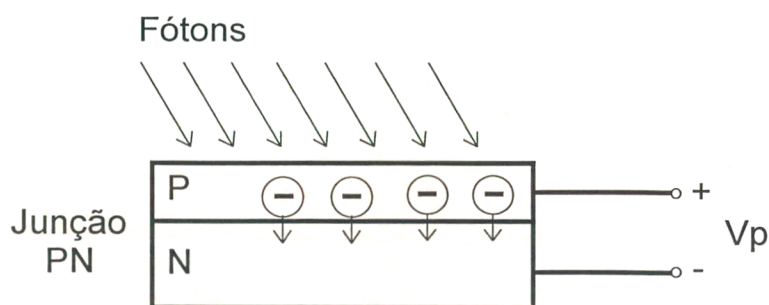


Fig. 1.1: Esquema simplificado de uma célula fotovoltaica.

Para compor um painel fotovoltaico são associadas várias células de forma a se obter as tensões e correntes desejadas.

Os painéis fotovoltaicos podem ser encontrados comercialmente com tensões entre 12 V e 68 V, correntes de 0,5 A a 8 A e potências de 3 W a 110 W.

Se for necessário pode-se associá-los em série e/ou paralelo para se obter tensões e

correntes desejadas.

A característica de saída de um painel fotovoltaico pode ser observada na Fig. 1.2.

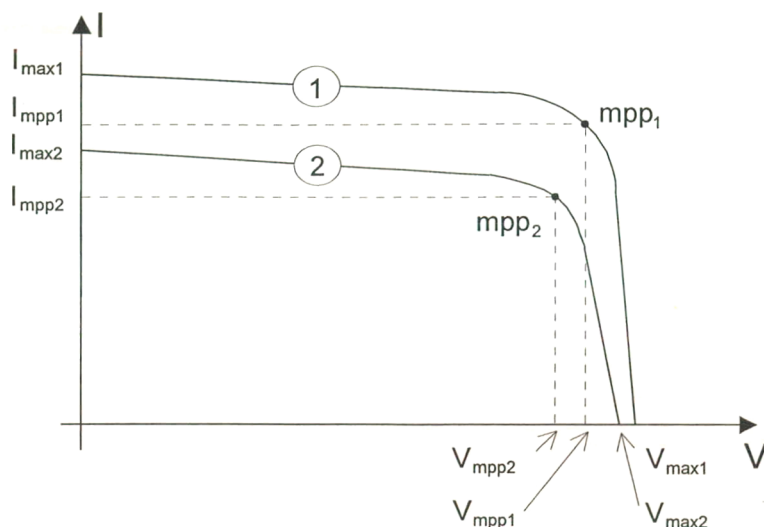


Fig. 1.2: Característica de saída tensão X corrente de um painel fotovoltaico típico para dois valores de radiação solar, com temperatura constante.

Para um certo valor de radiação solar tem-se a curva 1. Para esta curva existe um ponto onde tem-se o maior valor de potência que pode ser extraído do painel.

Para um valor menor de radiação (curva 2) tem-se outro ponto de máxima potência (*mpp* → *maximum power point*).

Observa-se portanto que para cada valor de radiação solar que atinge o painel existe um ponto de máxima potência. Cabe ressaltar que a temperatura da junção PN também influencia o *mpp* e o rendimento do painel.

A potência no *mpp* pode ser calculada multiplicando-se a tensão  $V_{mpp}$  pela corrente  $I_{mpp}$ . Graficamente esta potência é a área interna delimitada pelas linhas pontilhadas de  $V_{mpp}$  e  $I_{mpp}$ .

Existe uma consideração importante que deve ser levada em conta nos projetos que utilizam o sol como fonte de energia. A irradiação que atinge a superfície da terra, além de variar diariamente, também depende das estações do ano e isto significa que, para um determinado sistema, teremos uma disponibilidade de energia variável durante o ano.

Através da Fig. 1.3 pode-se observar os valores de radiação incidente sobre a cidade de Florianópolis durante o ano, para os anos de 1994 a 1998.

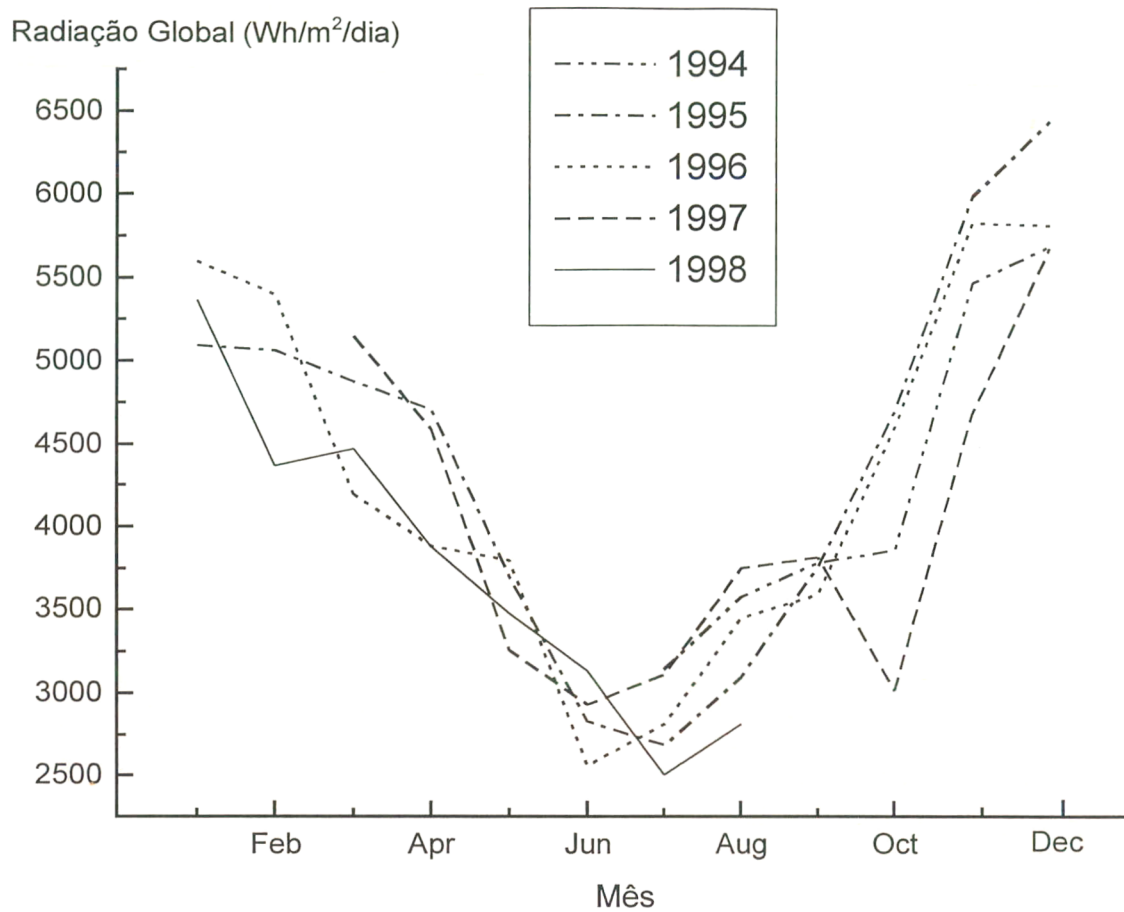


Fig. 1.3: Curvas de radiação global para a cidade de Florianópolis entre os anos de 1994 a 1998, [15].

Na figura seguinte pode-se observar, no mapa brasileiro, a distribuição de irradiação solar por região para o ano de 1997.



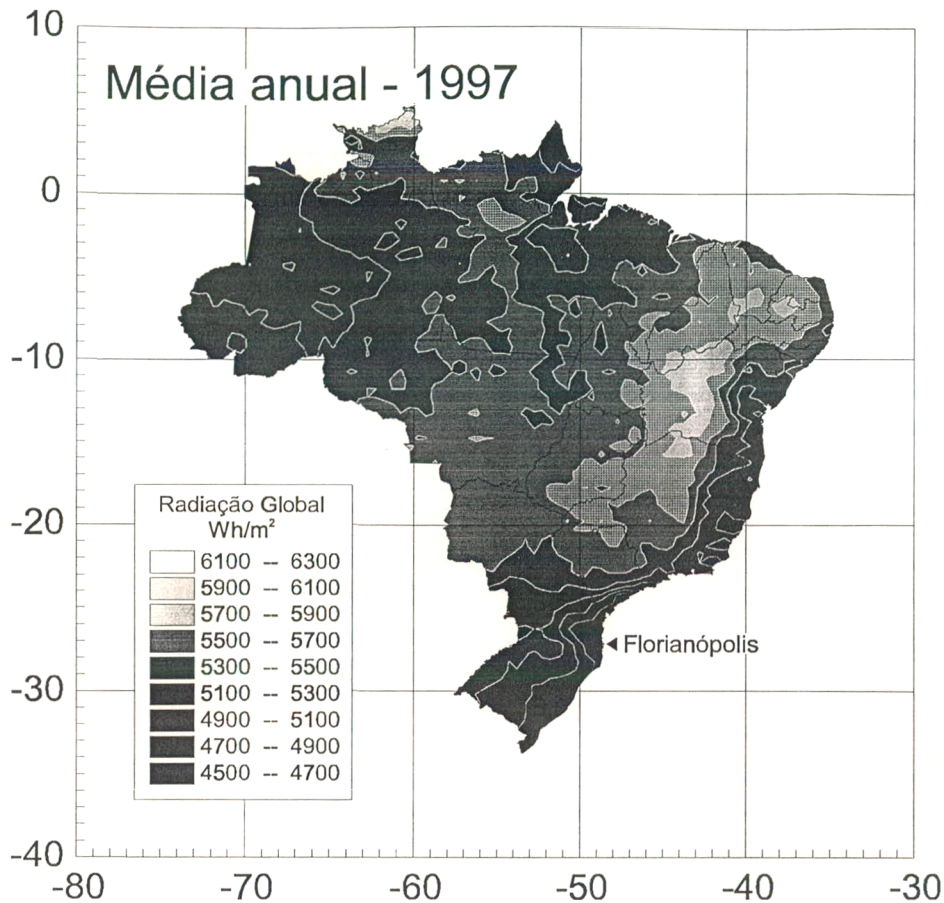


Fig. 1.4: Distribuição da radiação solar sobre o território brasileiro, [15].

### 1.3. Co-geração de energia

A maioria das aplicações solares para a geração de energia elétrica projetadas até o início dos anos 90 restringia-se a locais distantes da rede elétrica pública.

Estes sistemas isolados encontram-se em operação até hoje em estações repetidoras remotas de rádio, televisão e telefone, sinalizadores marítimos, sistemas de bombeamento de água e fontes de energia elétrica para residências, não esquecendo que as primeiras aplicações dos painéis fotovoltaicos foi realizada nos satélites artificiais.

A implantação de sistemas isolados desse tipo é plenamente justificável pois os custos para levar energia elétrica para locais remotos é muito maior do que os custos de uma instalação solar isolada.

Nas Figs. 1.5 e 1.6 é possível observar dois exemplos de sistemas isolados ou

(medidor de quilowatt-hora) é instalado na saída do sistema co-gerador para medir a energia mensal que este produz. No final do mês este valor de energia é abatido da energia utilizada pelo consumidor.

A Fig. 1.7 apresenta a idéia básica dos sistemas de co-geração a partir de painéis fotovoltaicos, que é a produção de energia em locais onde ela já existe, em pequenas parcelas, aliviando os sistemas de distribuição urbanos.



Fig. 1.7: Exemplo de uma residência em área urbana alimentada por painéis fotovoltaicos.

Há uma tendência em se utilizar apenas o medidor de energia já existente na instalação, já que este dispositivo é bidirecional e anda para trás se a energia for produzida em excesso.

A principal característica dos sistemas fotovoltaicos atuais é a modularidade. Isto permite que o consumidor adquira um módulo, e isto requer um pequeno investimento, para fazer a aquisição de outros módulos a medida que julgar necessário e obtiver ganhos com o primeiro módulo. É possível encontrar módulos conhecidos como “painéis CA” que nada mais são do que painéis fotovoltaicos construídos especialmente para interligação com a rede pública. São adquiridos já com um inversor acoplado, podendo ser conectados diretamente à rede, na quantidade desejada.

Com as pesquisas voltadas cada vez mais para esta área e os grandes projetos implantados nos últimos anos o custo de fabricação dos painéis fotovoltaicos vêm caindo consideravelmente.

Na Fig. 1.8 pode-se observar a projeção de uma concessionária elétrica norte americana (*Sacramento Municipal Utility District*) do custo instalado para sistemas fotovoltaicos completos (painéis, fiação, estrutura de montagem, e sistema inversor CC/CA) conectados à rede elétrica em seu programa fotovoltaico 1998-2002.

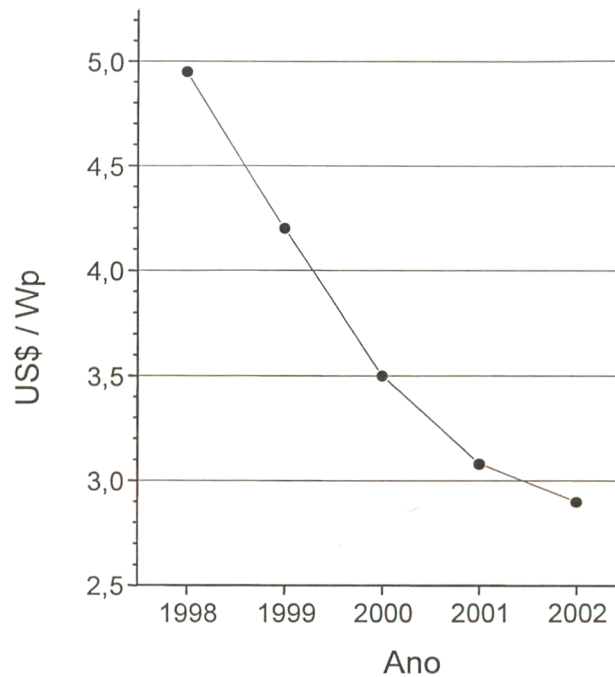


Fig. 1.8: Projeção de custo instalado (US\$/Wp) para um sistema solar fotovoltaico completo.

A indústria fotovoltaica tem apresentado um crescimento significativo em termos percentuais, crescendo em média 15 % ao ano nos últimos anos, como mostra a Fig. 1.9. No ano de 1997 no entanto, o crescimento atingiu um recorde histórico de 43 % devido principalmente aos programas de sistemas fotovoltaicos integrados aos centros urbanos que vêm sendo implementados em países como o Japão, Alemanha, EUA e Holanda entre outros.

Ainda que em termos absolutos a produção anual de energia seja ainda pouco significativa, as perspectivas de crescimento atuais vêm sendo vistas pelas empresas envolvidas como bastante promissoras; a produção de eletricidade através de sistemas solares fotovoltaicos interligados à rede elétrica está atingindo patamares de competitividade comercial com formas convencionais de geração.



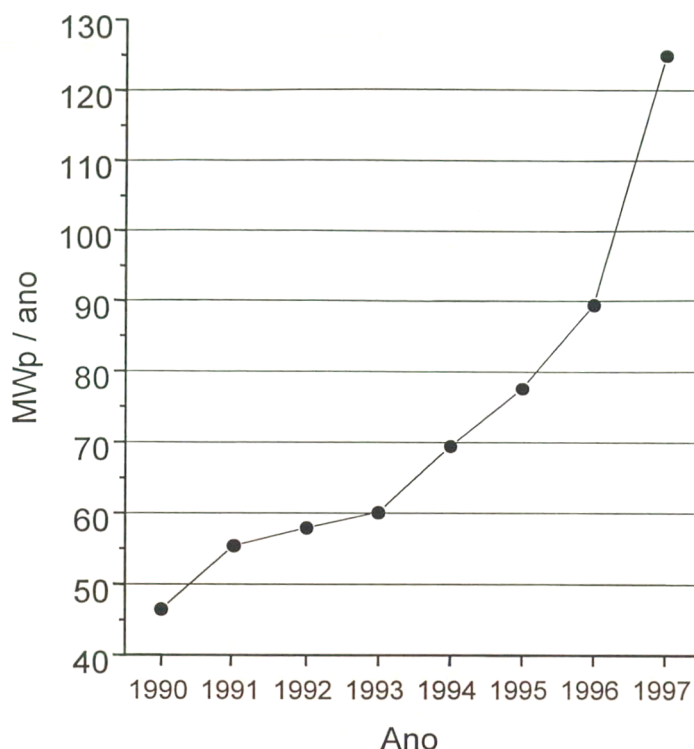


Fig. 1.9: Crescimento da produção mundial de células solares fotovoltaicas, incluindo todas as tecnologias atualmente comercializadas.

#### 1.4. Sistema proposto

Para que se possa interligar os painéis fotovoltaicos à rede elétrica deve-se obedecer certos requisitos, sob o ponto de vista da engenharia, para que esta energia entregue à rede tenha boa qualidade e que o sistema ofereça confiabilidade e segurança.

É necessário esclarecer que no Brasil já existe legislação que estabelece os requisitos necessários à obtenção de registro e autorização para a implantação de centrais geradoras alternativas de energia elétrica, elaborada pela Agência Nacional de Energia Elétrica - ANEEL.

Para a correta operação do sistema é necessário que a tensão proveniente dos painéis seja aumentada, já que estes fornecem baixa tensão de saída (12 V a 14 V para os painéis disponíveis no INEP). A tensão da rede de alimentação tem valores de pico de 311 V.

Para conferir segurança ao sistema deve-se prover isolamento galvânica entre os painéis e a rede elétrica, evitando assim riscos de choques elétricos (no momento da limpeza dos painéis,

por exemplo) e evitar fugas de corrente gerando perdas de energia [6].

A tensão gerada nos painéis é contínua, logo, o sistema deve fazer a inversão para corrente alternada de forma a possibilitar a conexão de duas fontes de energia de natureza diferente (painel fotovoltaico e rede elétrica).

A corrente fornecida, ou injetada na rede deve ter um baixo conteúdo harmônico, de forma a não introduzir harmônicas que causem interferências nas cargas conectadas e prejudique a qualidade da energia elétrica.

Assim que a energia elétrica comercial faltar por um motivo qualquer, seja ele acidental ou proposital, o sistema de co-geração deve parar de funcionar imediatamente, retomando o funcionamento assim que a tensão da rede voltar ao normal. Desta forma o sistema estará evitando a ocorrência de um efeito conhecido como *islanding* que é a continuidade de fornecimento de energia mesmo sem a presença de tensão da rede comercial. Este efeito pode, entre outros problemas, por em risco a vida das pessoas que fazem a manutenção de linhas de distribuição na rede comercial que é desenergizada propositalmente mas continua energizada pelo sistema de co-geração.

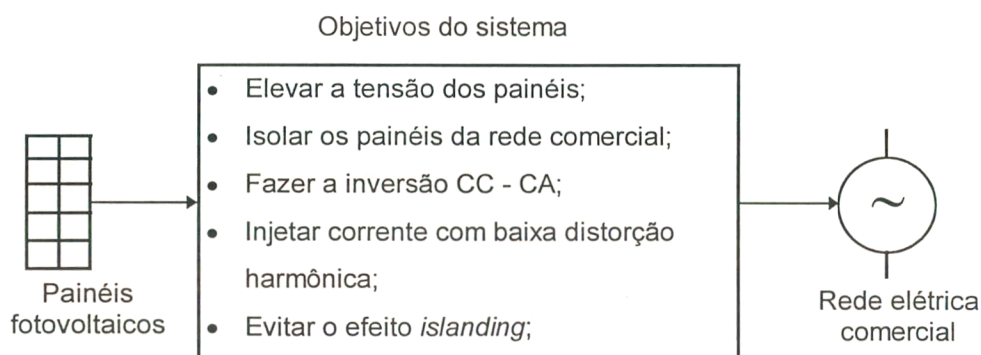


Fig. 1.10: Sistema proposto.

Na Fig. 1.11 observa-se a estrutura de potência dos conversores para o sistema de co-geração de energia a partir de painéis fotovoltaicos mostrando três estágios.

No primeiro estágio tem-se os painéis fotovoltaicos conectados a um conversor push-pull alimentado em corrente. Este conversor proporciona a elevação da tensão dos painéis

além de garantir o isolamento galvânico entre os painéis e a rede comercial.

O volume do transformador isolador, apesar de trabalhar com a potência nominal do sistema, é reduzido pois o conversor push-pull opera em alta frequência. No capítulo 2 é feito o estudo detalhado deste conversor.

No segundo estágio tem-se um conversor buck com modulação senoidal. A saída deste conversor é mostrada na Fig. 1.12(c). A tensão contínua da entrada ( $V_i$ ) é transformada em uma senóide retificada ( $V_o$ ). A saída do conversor buck tem característica de fonte de corrente para que possa ser conectada a uma fonte de tensão que é a própria rede comercial. Este conversor também opera em alta frequência mas a modulação senoidal é sincronizada com a rede, logo, em baixa frequência.

No terceiro estágio encontra-se o inversor de corrente composto por quatro interruptores e quatro diodos. A operação deste inversor ocorre em baixa frequência resultando na saída a tensão  $V_r$  da Fig. 1.12(d).

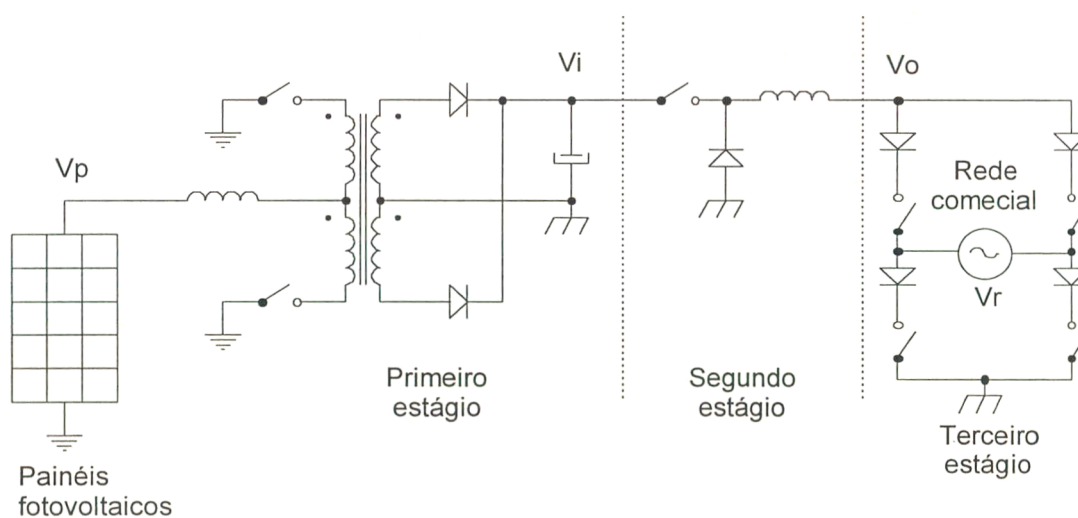
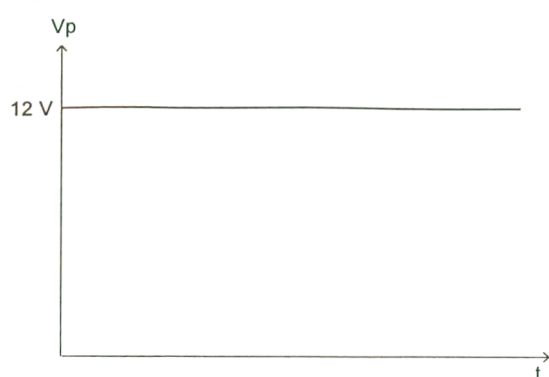
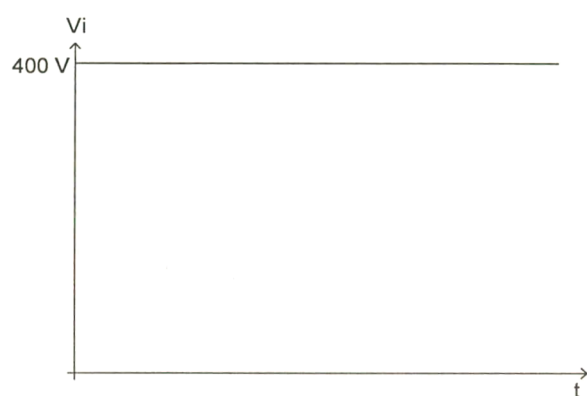


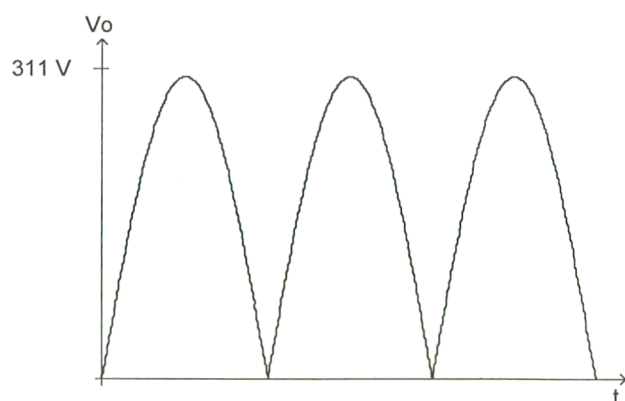
Fig. 1.11: Estrutura de potência do sistema de co-geração de energia a partir de painéis fotovoltaicos.



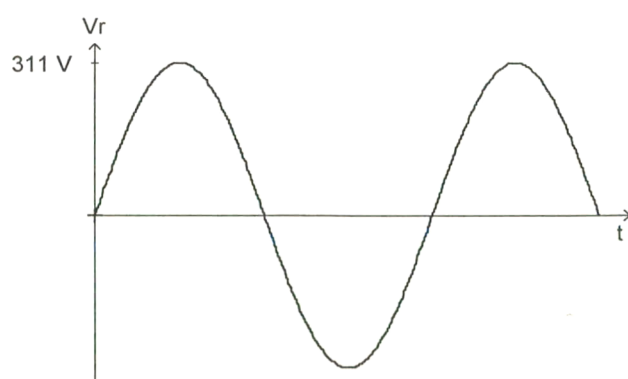
(a)



(b)



(c)



(d)

Fig. 1.12: Formato das tensões nos diversos pontos do circuito de potência do sistema de co-geração de energia a partir de painéis fotovoltaicos.

## 1.5. Conclusão

Este capítulo apresentou algumas considerações sobre a obtenção de energia elétrica diretamente a partir da energia do sol, através da compreensão do princípio de operação de um painel fotovoltaico e da análise da quantidade e da maneira com que a energia solar chega à superfície da terra.

Uma explanação acerca do que são e como funcionam os sistemas de co-geração de energia a partir de painéis fotovoltaicos foi feita. Os sistemas autônomos foram comparados com os sistemas de co-geração e pôde-se observar que a redução crescente dos custos das instalações fotovoltaicas está intimamente ligada à sua crescente utilização.

No final deste capítulo foi feita uma introdução ao sistema proposto neste trabalho com explicações sobre a função de cada conversor empregado.

Nos próximos capítulos serão descritos e estudados todos os estágios que formam o sistema de co-geração.



## Capítulo 2 - Primeiro Estágio - Conversor Push-Pull Alimentado em Corrente

### 2.1. Introdução

Para compor o primeiro estágio do sistema de co-geração de energia a partir de painéis fotovoltaicos tem-se um conversor Push-Pull Alimentado em Corrente.

As funções deste estágio são de elevar a tensão proveniente dos painéis, que têm uma tensão de aproximadamente 14 V, e isolá-los da rede elétrica comercial.

A isolamento galvânica é necessária por questões de segurança e para evitar fugas de corrente gerando perdas de energia.

A tensão de saída deste estágio é de aproximadamente 400 V. Esta tensão é adequada para o estágio subsequente.

Na figura 2.1 pode-se observar o circuito de potência do conversor Push-Pull alimentado em corrente.

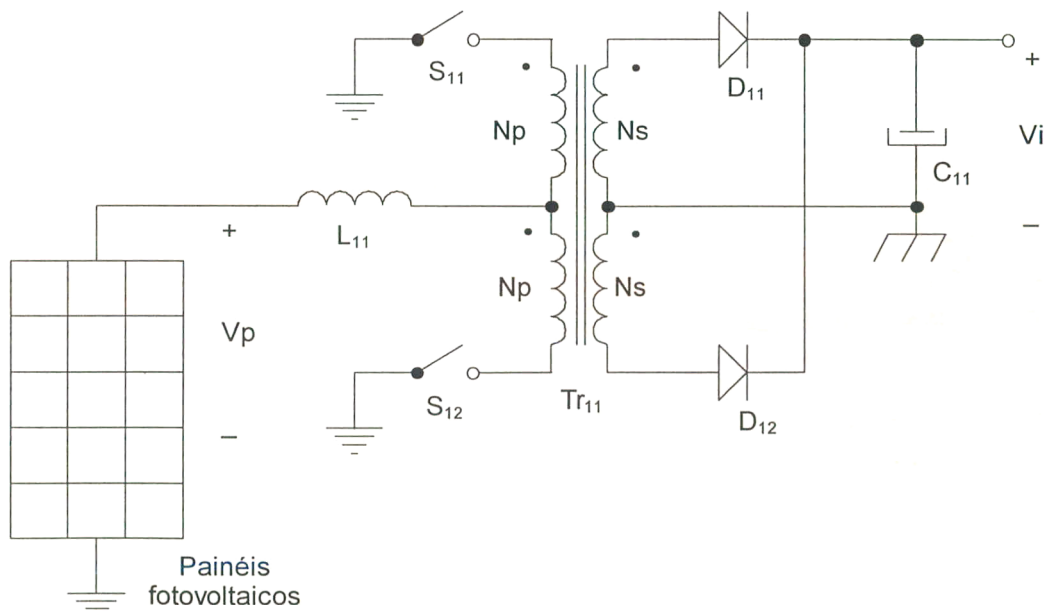


Fig. 2.1: Circuito de potência do conversor Push-Pull Alimentado em Corrente.

O conversor Push-Pull convencional é empregado em baixas potências de 700 a 1000W e tem como principal inconveniente o fato de que o fluxo magnético residual do transformador pode não ser nulo causando saturação do núcleo. Este desbalanceamento de fluxos pode ser provocado por pequenas desigualdades nos tempos de condução dos interruptores.

Quando o conversor Push-Pull é alimentado em corrente, através de um indutor, elimina-se o problema da saturação pois o valor médio da corrente em um indutor é constante e isto garante que ao longo de um período de chaveamento ocorrerá a completa desmagnetização do transformador. Além disso a característica de saída do painel fotovoltaico aproxima-se de uma fonte de corrente.

Dependendo do projeto do indutor de entrada  $L_{11}$  a ondulação da corrente de entrada pode ser muito pequena. Pela observação da Fig. 1.2 no capítulo 1 percebe-se, para uma determinada curva, que se a ondulação da corrente for pequena a variação da tensão dos painéis também será pequena. Isto facilita muito a manutenção do ponto de operação no ponto de máxima potência, o *mpp*.

Apesar de não haver um sistema de busca do *mpp* neste projeto, esta tarefa ficaria muito facilitada com a presença de um conversor com entrada em corrente como é o push-pull deste projeto.

Outro ponto importante da entrada em corrente é que os painéis geralmente encontram-se a uma considerável distância do conversor e a indutância dos cabos de conexão aliada à alta corrente envolvida poderia gerar problemas de sobre-tensão se esta fosse interrompida. Mas o indutor de entrada absorve totalmente a indutância destes cabos eliminando dessa forma os problemas que poderiam existir.

Eventualmente, conhecendo-se a indutância dos cabos, pode-se subtrair este valor da indutância de entrada  $L_{11}$ , caso seja necessária uma otimização do projeto.

## 2.2. Modos de operação do conversor push-pull alimentado em corrente

Por sua característica de alimentação (fonte de corrente) é necessário que os interruptores  $S_{11}$  e  $S_{12}$  não fiquem, em nenhum instante, simultaneamente abertos. A tensão de controle destes interruptores pode ser vista na figura 2.2.

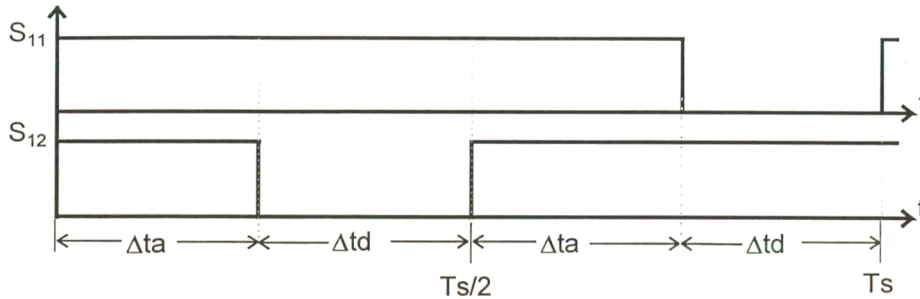


Fig. 2.2: Tensão de controle dos interruptores  $S_{11}$  e  $S_{12}$ .

Uma vez que a frequência de operação do conversor é fixa, o controle da tensão de saída é feito através da razão cíclica.

A razão cíclica deste conversor é dada pelo tempo em que o indutor  $L_{11}$  acumula energia dividido pelo período de chaveamento [2]. A acumulação de energia ocorre quando os dois interruptores estão fechados ( $\Delta ta$ ), logo:

$$D = \frac{2\Delta ta}{T_s} \quad (2.1)$$

A corrente no indutor  $L_{11}$  pode ser contínua ou descontínua. Isto caracteriza os dois modos de operação deste conversor.

Operando em condução descontínua o conversor apresenta a desvantagem de ter uma dependência do ganho estático com a corrente da carga, porém tem a vantagem de ter uma relação aproximadamente linear entre o ganho estático e a razão cíclica facilitando o controle da corrente de entrada.

Operando em condução contínua a relação entre o ganho estático e a razão cíclica torna-se bastante não-linear aumentando a complexidade do circuito de controle. Como principal vantagem tem-se a independência do ganho estático com a corrente na carga.

Como, a princípio, não será necessário um controle da tensão de saída deste conversor optou-se pela condução contínua.

### 2.3. Equacionamento básico do conversor push-pull alimentado em corrente

Durante um período de chaveamento a tensão média no indutor  $L_{11}$  é zero, portanto:

$$V_{L_{11}med} = 2 \cdot \frac{1}{T_s} \left[ \int_0^{\Delta t_a} V_p \cdot dt + \int_0^{\Delta t_d} (V_p - V_{rp}) dt \right] = 0 \quad (2.2)$$

onde:

- $\Delta t_a \Rightarrow$  tempo de acumulação de energia no indutor;
- $\Delta t_d \Rightarrow$  tempo de descarga desta energia armazenada;
- $V_p \Rightarrow$  tensão proveniente dos painéis solares;
- $V_{rp} \Rightarrow$  tensão do secundário do transformador referida ao primário  
( $V_{rp} = a \cdot V_i$ );
- $a \Rightarrow$  relação de transformação do transformador  $Tr_{11}$  ( $a = \frac{N_p}{N_s}$ ).

Para o conversor operando em condução contínua podemos encontrar a característica de saída resolvendo a equação 2.2:

$$\frac{2}{T_s} \left[ \int_0^{\Delta t_a} V_p \cdot dt + \int_0^{\Delta t_d} (V_p - V_{rp}) dt \right] = 0 \quad (2.3)$$

$$\Rightarrow \frac{V_{rp}}{V_p} = \frac{\Delta t_a + \Delta t_d}{\Delta t_d} \quad (2.4)$$

Da equação 2.1 sabe-se que

$$\Delta t_a = \frac{T_s}{2} \cdot D \quad (2.5)$$

Observa-se pela Fig. 2.2 que

$$\Delta t_a + \Delta t_d = \frac{T_s}{2} \quad (2.6)$$

$$\Rightarrow \Delta t d = \frac{T_s}{2}(1 - D) \quad (2.7)$$

Aplicando-se 2.5 e 2.7 em 2.4 tem-se:

$$\frac{V_{rp}}{V_p} = \frac{\frac{T_s}{2} \cdot D + \frac{T_s}{2} \cdot (1 - D)}{\frac{T_s}{2} \cdot (1 - D)} \quad (2.8)$$

$$\Rightarrow \frac{V_{rp}}{V_p} = \frac{1}{1 - D} \quad (2.9)$$

A equação 2.9 é a característica de saída do conversor push-pull alimentado em corrente operando em condução contínua.

Nota-se que esta é a característica de saída do conversor boost, logo pode-se concluir que o conversor push-pull alimentado em corrente tem um ganho de tensão semelhante ao conversor boost convencional.

## 2.4. Simulação do conversor

Com o objetivo de verificar e compreender com mais detalhes o funcionamento do conversor push-pull alimentado em corrente foram realizadas simulações utilizando o PSpice.

Na Fig 2.3 a curva superior mostra a corrente através do interruptor  $S_{11}$ . Este interruptor e os demais componentes da etapa de potência do conversor push-pull podem ser vistos na Fig. 2.1.

Estas formas de onda obtidas via simulação estão de acordo com os resultados obtidos em [2] pois trata-se da mesma topologia utilizada naquele trabalho. A curva inferior apresenta a tensão no interruptor  $S_{11}$  mostrando os instantes em que este encontra-se conduzindo (tensão = 0) e aberto (tensão  $\cong 80$  V).

Pode-se notar que esta tensão é superior aos 12 V de entrada ( $V_p$ ) do conversor, pois a tensão aplicada aos interruptores quando abertos é a  $E_{rp}$ , ou seja, a tensão do secundário do transformador referida ao primário. Sendo  $E_{rp}$  maior que  $V_p$ , proporciona a desmagnetização de  $L_{11}$  nos instantes em que  $S_{11}$  ou  $S_{12}$  estão abertos. A Fig. 2.4 mostra, de uma forma mais clara, como a corrente no indutor  $L_{11}$  se comporta em função dos interruptores  $S_{11}$  e  $S_{12}$ .



A Fig. 2.5 apresenta os mesmos sinais de comando dos interruptores que a Fig. 2.4 nas duas curvas inferiores porém mostrando o comportamento da tensão no indutor  $L_{11}$ .

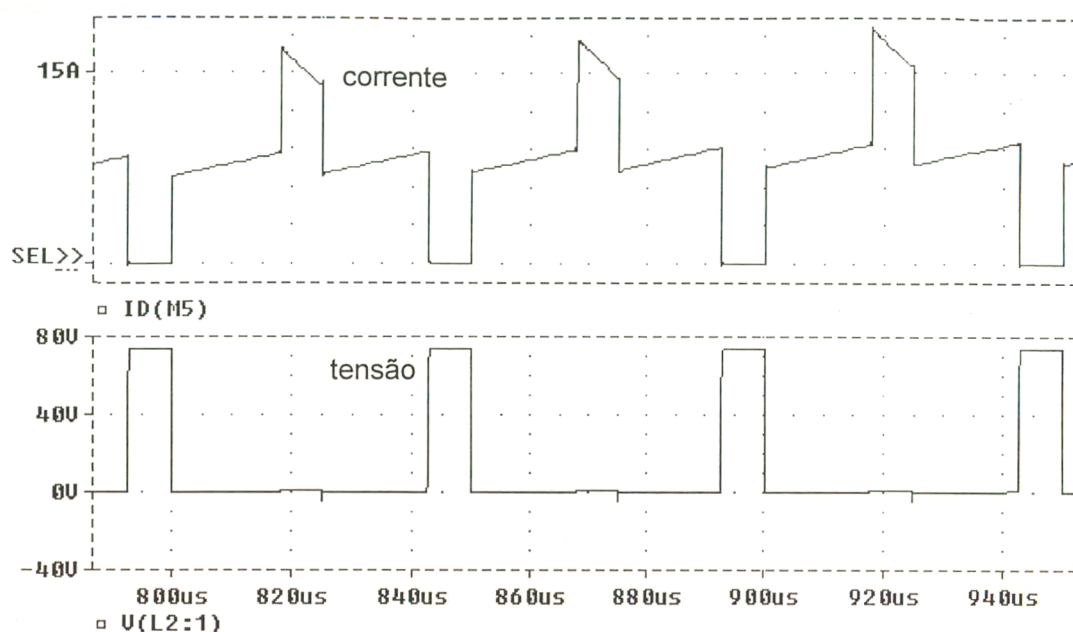


Fig. 2.3: Corrente e tensão no interruptor  $S_{11}$ .

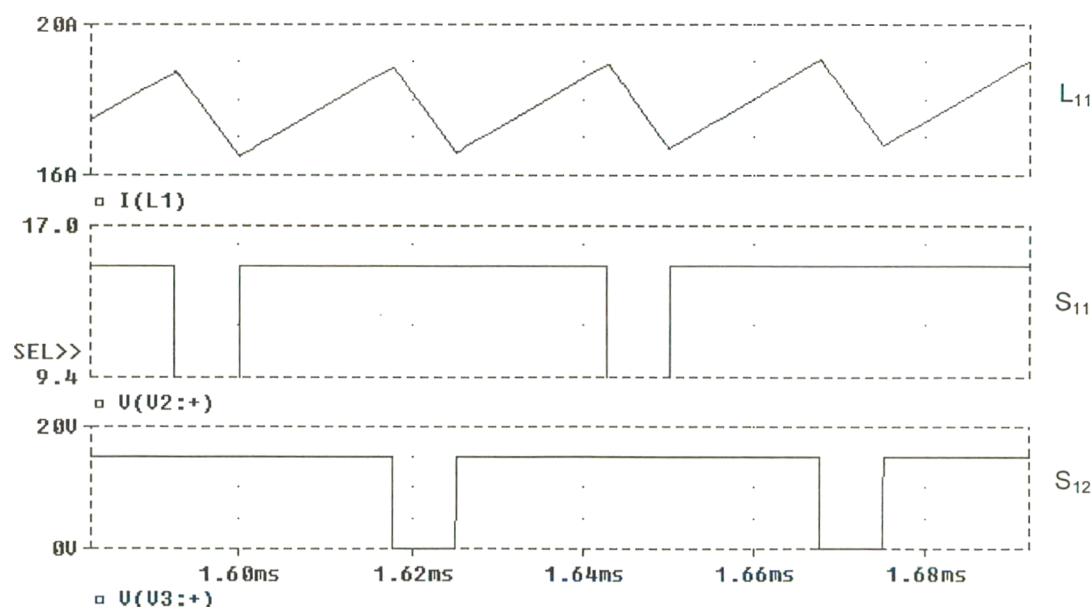


Fig. 2.4: Corrente no indutor  $L_{11}$  e comando dos interruptores.

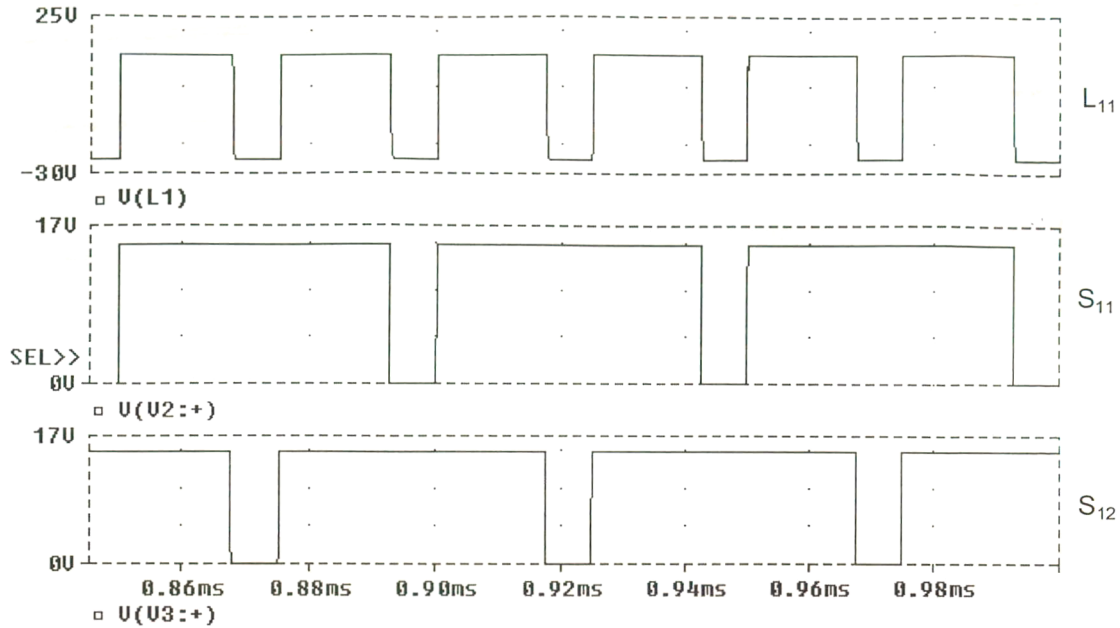


Fig. 2.5: Tensão no indutor  $L_{11}$  e comando dos interruptores.

## 2.5. Projeto e escolha dos componentes da etapa de potência

Para complementação do trabalho e comprovação do estudo teórico realizado, iniciou-se a construção de um protótipo de 300 W.

Os núcleos utilizados tanto para a construção do indutor  $L_{11}$  como para o transformador  $Tr_{11}$  são IP6 de ferrite da Thornton, já que a frequência de operação do conversor é 20 kHz.

Na escolha dos interruptores optou-se por utilizar transistores MOSFET do tipo IRF 250, que têm uma tensão  $V_{DS}$  de 250 V e uma resistência de condução  $R_{DS(on)}$  de  $0,085 \Omega$  a  $25^\circ\text{C}$ . Para reduzir as perdas por condução foram associados dois transistores em paralelo, já que tem-se corrente elevada no lado de baixa tensão do conversor.

### 2.5.1. Circuito de grampeamento da tensão nos interruptores

Devido às indutâncias criadas pelos fios e trilhas de cobre e à indutância de dispersão do transformador, no momento de abertura do interruptor ocorre uma sobre-tensão nos terminais de  $S_{11}$  e  $S_{12}$  que pode destruí-los instantaneamente.

Na figura 2.6 pode-se observar o circuito utilizado para proteger estes interruptores contra a sobre-tensão.

Trata-se de um grampeador passivo semi-regenerativo pois parte da energia armazenada no capacitor  $C_s$  é devolvida para a entrada do conversor. Outra parte é perdida no resistor  $R_s$ .

A função deste circuito é garantir que a tensão sobre os interruptores nunca ultrapasse a tensão máxima que estes podem suportar, deixando ainda uma margem de segurança.

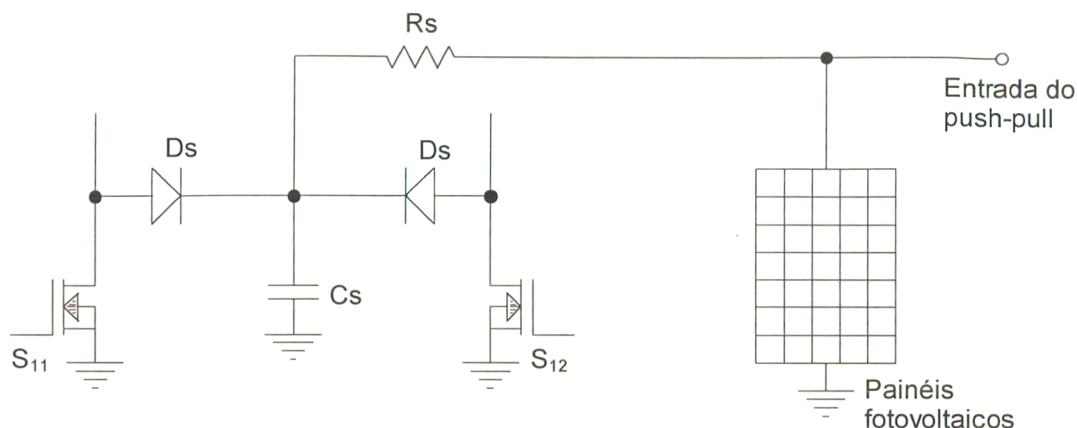


Fig. 2.6: Circuito grampeador utilizado no projeto do conversor push-pull

A tensão no capacitor  $C_s$  é  $V_c = R_s \cdot I_{R_s} + V_p$ . Da referência [2] escreve-se esta tensão em função dos parâmetros do conversor obtendo

$$V_c = \frac{V_p}{2 \cdot (1 - D)} \cdot \left( 3 - D + \sqrt{(D - 1)^2 + 2 \frac{R_s \cdot L_d \cdot \left( \frac{I_o}{a} \right)^2 \cdot f_s}{V_p^2}} \right), \quad (2.9)$$

onde  $L_d$  é a indutância de dispersão do transformador.

Sabendo que a indutância de dispersão é de aproximadamente  $2 \mu\text{H}$  (medido no laboratório) e escolhendo a tensão máxima no capacitor de  $215 \text{ V}$  teremos uma resistência  $R_s$  de  $2 \text{ k}\Omega$ , quando a tensão  $V_p$  proveniente dos painéis for  $14 \text{ V}$  e o conversor operar com uma razão cíclica de  $0,7$ .

O capacitor utilizado é de  $560 \text{ nF}$ .

### 2.5.2. Cálculo Térmico

Com o objetivo de definir o dissipador para os dois interruptores foi efetuado o cálculo



térmico.

$$P_{tot} = P_{cond} + P_{com} \quad (2.10)$$

$$P_{cond} = R_{DS(on)} \cdot i_{Sef}^2 \quad (2.11)$$

onde  $R_{DS(on)}$  é a resistência de condução do interruptor,  
 $i_{Sef}$  é a corrente eficaz através do interruptor.

No anexo 1 encontram-se os cálculos da corrente eficaz, entre outros valores.

$$P_{com} = \frac{fs}{2} \cdot (tr + tf) \cdot i_{S(on)} \cdot V_{DS(off)} \quad (2.12)$$

Considerando que os tempos de subida e descida da corrente e tensão no interruptor na entrada em condução e no bloqueio são aproximadamente iguais tem-se, na prática,  $tr \cong tf \cong 75 \text{ ns}$ .

Para uma tensão máxima de 215 V sobre o interruptor e corrente eficaz de 14,252 A, tem-se:

$$P_{com} = \frac{20 \cdot 10^3}{2} \cdot 215 \cdot 14,252 \cdot 75 \cdot 10^{-9} = 2,3 \text{ W}$$

A potência dissipada devido a condução é:

$$P_{cond} = \frac{0,153}{2} \cdot 14,252^2 = 15,54 \text{ W}$$

OBS.:  $R_{DS(on)} = 0,085 \, \Omega @ 25 \, ^\circ\text{C}$

$R_{DS(on)} = 0,153 \, \Omega @ 110 \, ^\circ\text{C}$ . Dados do fabricante para um interruptor.

A potência total em cada interruptor será:

$P_{tot} = 17,84 \text{ W}$  por interruptor (cada interruptor é uma associação de dois transistores).

Com uma potência total de 36 W (dois interruptores) calcula-se a resistência térmica máxima do dissipador ( $R_{da}$ ).

$$R_{da} \leq \frac{T_j - T_a}{P} - (R_{jc} + R_{cd}) \quad (2.13)$$

$$T_a = 45^\circ C$$

$$T_j = 110^\circ C$$

$$R_{jc} = 1^\circ C$$

$$R_{cd} = 0,1^\circ C$$

$$R_{da} \leq 0,71^\circ C / W$$

Os cálculos para o dimensionamento dos semicondutores e elementos magnéticos encontra-se no anexo 1 e os valores destes e dos demais componentes do sistema encontram-se no anexo 2.

## 2.6. Circuito de controle

O circuito de controle utilizado para gerar os sinais para o conversor push-pull alimentado em corrente pode ser visto na figura 2.7. Este circuito produz dois sinais como os que podem ser vistos na figura 2.2.

A razão cíclica pode ser variada de 0,1 a 0,9 conforme a equação 2.1 e as saídas do circuito acionam diretamente os interruptores  $S_{11}$  e  $S_{12}$ .

A relação de material desta placa encontra-se no anexo 2.

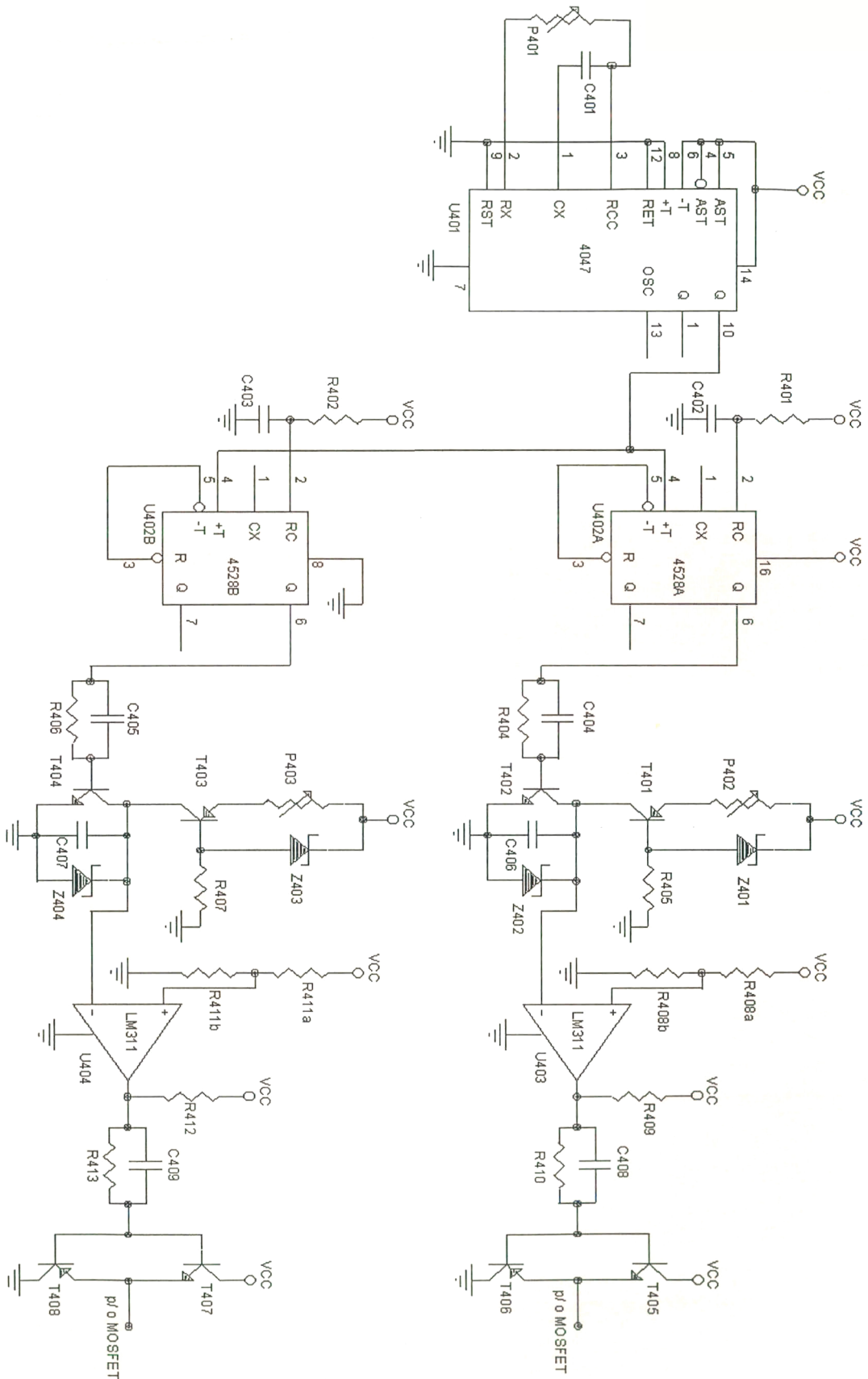


Fig. 2.7: Circuito de controle do conversor Push-Pull alimentado em corrente.

## 2.7. Implementação prática e resultados experimentais

No laboratório foi construído um protótipo conforme o projeto e foram realizados diversos ensaios para obtenção dos resultados experimentais.

Inicialmente foram feitos todos os ajustes da placa de controle (frequência, razão cíclica e limites de corrente).

Em seguida fez-se o acionamento dos interruptores. A carga conectada foi menor do que a nominal.

Verificado o funcionamento aumentou-se a potência até atingir a carga nominal. Antes disso, porém, algumas conexões tiveram que ser encurtadas de forma a diminuir as indutâncias dos fios pois a sobretensão nos interruptores estava se tornando muito alta.

Algumas trilhas da placa de potência receberam uma nova camada de estanho para suportarem as altas correntes do lado de baixa tensão.

Os resultados medidos com o osciloscópio podem ser vistos abaixo.

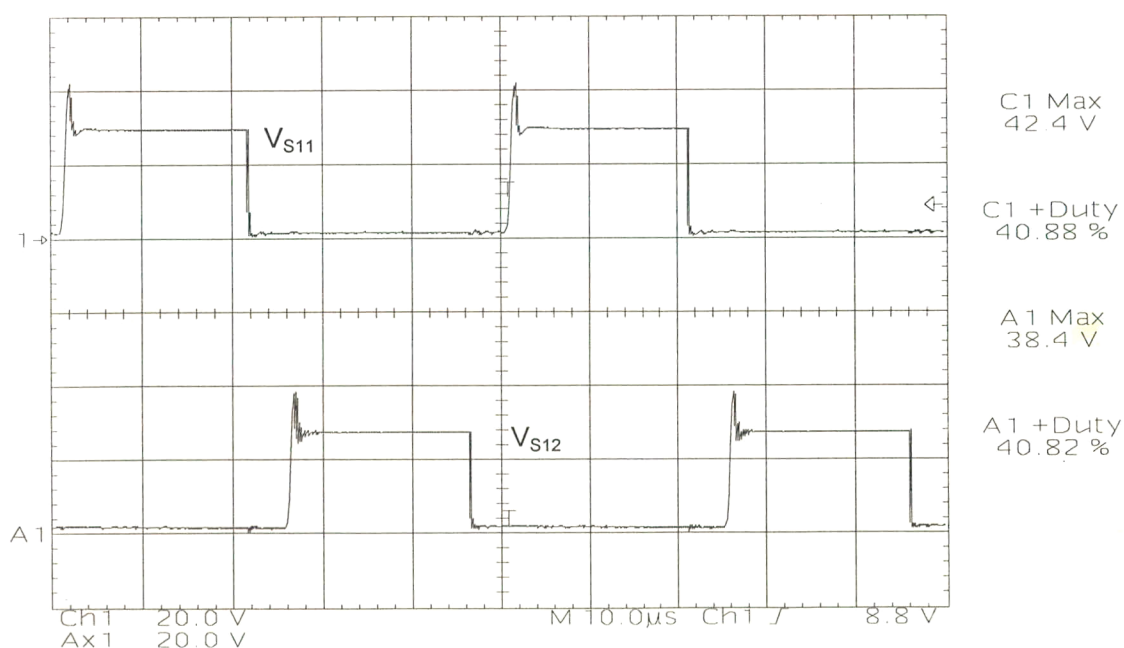


Fig. 2.8: Tensão nos interruptores  $S_{11}$  e  $S_{12}$ .

Escalas: 20 V/div; 10 μs/div.

Na Fig. 2.8 observa-se a tensão dreno-fonte presente nos interruptores  $S_{11}$  e  $S_{12}$  do

conversor push-pull.

Com uma razão cíclica de 0,6 as tensões sobre os interruptores são relativamente baixas, porém, com o aumento da razão cíclica estes valores podem alcançar patamares elevados.

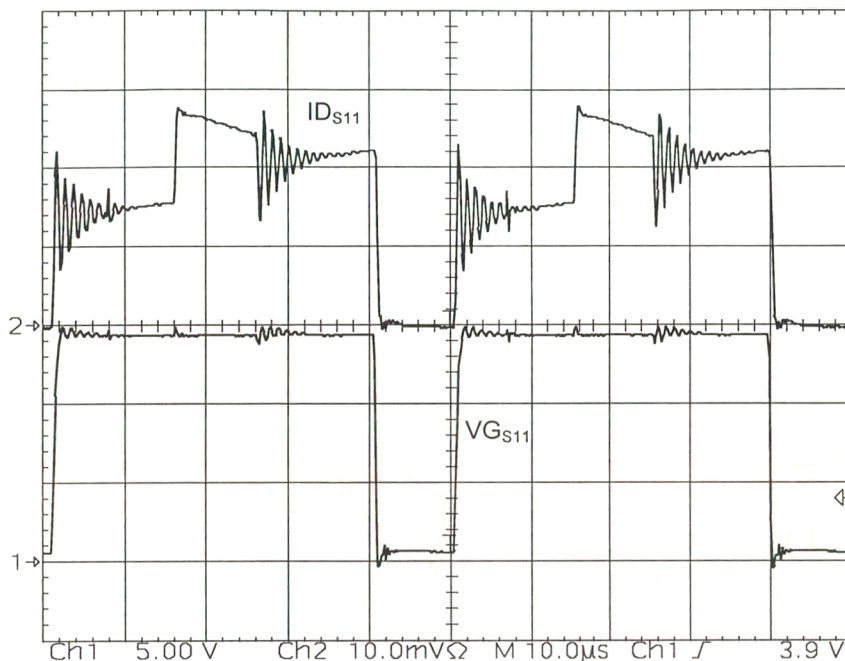


Fig. 2.9: Tensão no gatilho e corrente de dreno no interruptor  $S_{11}$ .

Potência do ensaio: 200 W na entrada.

Escalas: 5 V/div; 5 A/div; 10  $\mu$ s/div.

Na Fig. 2.9 observa-se a tensão de comando aplicada ao gatilho do MOSFET  $S_{11}$ . Sinal semelhante é aplicado a  $S_{12}$ .

A Fig. 2.10 apresenta, para o interruptor  $S_{11}$ , a corrente e a tensão de dreno para uma determinada condição de operação.



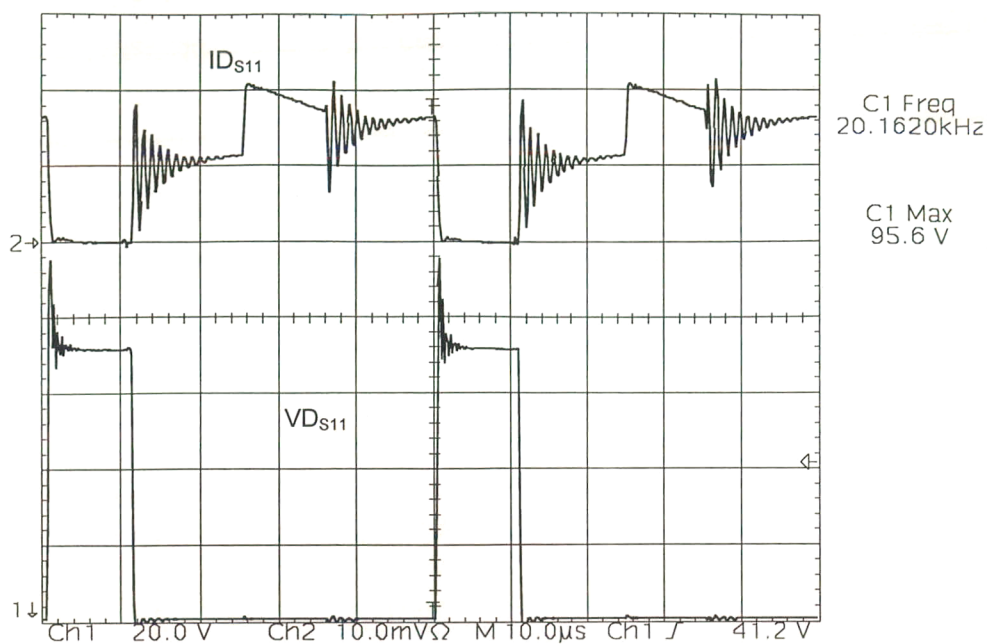


Fig. 2.10: Corrente e tensão no dreno do interruptor  $S_{11}$  (conversor push-pull).

Escalas: 20 V/div; 5 A/div; 10 μs/div.

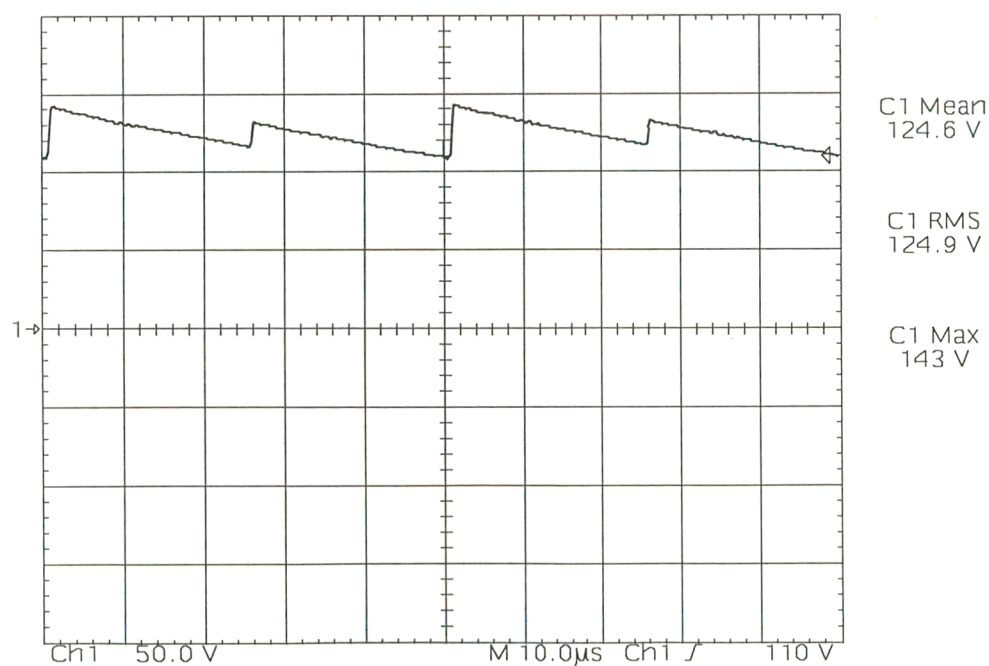


Fig. 2.11: Tensão no capacitor  $C_s$  (grampeador de tensão dos interruptores do push-pull).

Potência do ensaio: 300 W na entrada.

Escalas: 50 V/div; 10 μs/div.

A Fig. 2.11 mostra a tensão sobre o capacitor de grampeamento da tensão dos interruptores. A cada abertura de um MOSFET a energia armazenada nas indutâncias de dispersão e dos condutores do circuito é transferida para  $C_s$ . Esta transferência provoca um acréscimo da tensão neste capacitor que pode ser notada pelos degraus da figura. É possível notar que uns degraus são mais acentuados que outros. Isto acontece porque, no instante de abertura do interruptor associado ao enrolamento de maior indutância de dispersão, a energia armazenada nesta indutância, que é transferida a  $C_s$ , provoca uma variação de tensão maior neste capacitor. Esta diferença, a princípio, não tem influência significativa no funcionamento do conversor push-pull.

Os resultados experimentais obtidos no laboratório comprovaram aqueles obtidos com a simulação no PSpice.

Nas Figs. 2.9, 2.10 nota-se uma ondulação de alta frequência na corrente de dreno dos interruptores. Esta ondulação é causada, em parte pelas indutâncias de dispersão do transformador, em parte pela recuperação reversa dos diodos retificadores do secundário deste transformador,  $D_{11}$  e  $D_{12}$ . Este efeito pode ser reduzido através da construção mais refinada do transformador de forma a se obter menor indutância de dispersão.

No quarto capítulo, quando o sistema completo é analisado, são feitos comentários adicionais sobre estes resultados experimentais.

O conversor push-pull opera no modo de condução contínua com frequência constante. A razão cíclica deste também é constante. Nota-se portanto que a tensão de saída ( $V_i$ ) não é controlada por este estágio, mas sim pelo estágio seguinte (conversor buck) através da malha de tensão conectada a sua entrada.

Pequenas variações da tensão  $V_i$  em torno de 400 V permitem que a potência transferida dos painéis para a entrada do conversor buck seja variável e dependente da potência disponível, em um determinado instante, nos painéis fotovoltaicos.

Este fenômeno ocorre com qualquer conversor boost, e também com o push-pull alimentado em corrente, operando em condução contínua, pois a tensão na saída é independente da carga.

## 2.8. Conclusão

O conversor push-pull alimentado em corrente foi utilizado no primeiro estágio do sistema de co-geração de energia com as funções básicas de elevar a tensão proveniente dos painéis e prover a isolamento entre os painéis e a rede.

Estes objetivos foram alcançados com êxito.

É importante lembrar que os interruptores devem ter uma resistência de condução menor possível pois as correntes do lado primário do transformador são muito altas devido à baixa tensão de saída dos painéis fotovoltaicos utilizados, causando uma considerável perda de energia por aquecimento destes interruptores, além de solicitar um grande dissipador térmico. A colocação de interruptores de baixa resistência térmica deve ser considerada para que se tenha um alto rendimento do sistema. Isto só não pôde ser feito devido à indisponibilidade de transistores de menor resistência de condução naquele momento. Outra solução seria a utilização de painéis fotovoltaicos de 36 volts ou ainda de 68 volts mais adequados à aplicações de conexão à rede elétrica.

Uma qualidade relevante deste conversor é a robustez apresentada nos ensaios realizados no laboratório, mostrando boa performance frente a grandes variações de carga e tensão de entrada.

Esta observação é muito importante pois os painéis fotovoltaicos são uma fonte de alimentação muito peculiar (ver figura 1.2 que mostra a característica de saída dos painéis fotovoltaicos - Capítulo 1) pois podem sofrer grandes variações de tensão e corrente num pequeno intervalo de tempo. Por exemplo, na passagem de uma nuvem, a potência pode cair próxima a zero e retornar ao valor nominal rapidamente.

## **Capítulo 3 - Segundo e Terceiro Estágios - Conversor Buck e Inversor de Corrente**

### **3.1. Introdução**

Este capítulo trata do segundo e do terceiro estágio do sistema de co-geração de energia a partir de painéis fotovoltaicos: o conversor Buck e o Inversor de Corrente.

Neste é feito o estudo completo destes conversores e atenção especial é dedicada ao conversor buck, já que todo o controle do equilíbrio da potência de entrada e saída, assim como a geração de corrente senoidal que será enviada à rede comercial, é feita neste estágio.

Pode-se dizer que o conversor buck é o “coração” do sistema de co-geração de energia estudado neste trabalho, sendo este conversor responsável pela qualidade da energia processada e entregue à rede.

Neste capítulo é realizado o estudo teórico dos dois conversores, além do filtro de alta frequência da saída, bem como são analisados os resultados de simulações. As deduções matemáticas para o projeto e os circuitos adicionais utilizados nestes dois estágios também são vistos neste capítulo.



### 3.2. Princípio de operação do conversor buck e do inversor de corrente

Estas duas estruturas são bem conhecidas em eletrônica de potência.

O conversor buck opera em alta frequência (20 kHz) da mesma forma que o conversor push-pull no primeiro estágio.

Na saída do buck tem-se uma corrente com um formato de senóide retificada como pode ser visto na Fig. 1.12c (capítulo 1). A modulação desta corrente retificada é feita em 20 kHz e esta senóide tem a frequência de 120 Hz na saída do conversor buck. Quando esta forma de onda retificada for aplicada ao inversor de corrente resultará, na saída deste, uma forma senoidal completa em 60 Hz como a da Fig. 1.12d. Como se pode notar o inversor de corrente trabalha em baixa frequência sincronizado com a rede comercial de tal forma que a corrente tenha a mesma frequência da rede mas esteja defasada de  $180^\circ$  da tensão. Desta forma a rede comercial estará recebendo energia do sistema de co-geração.

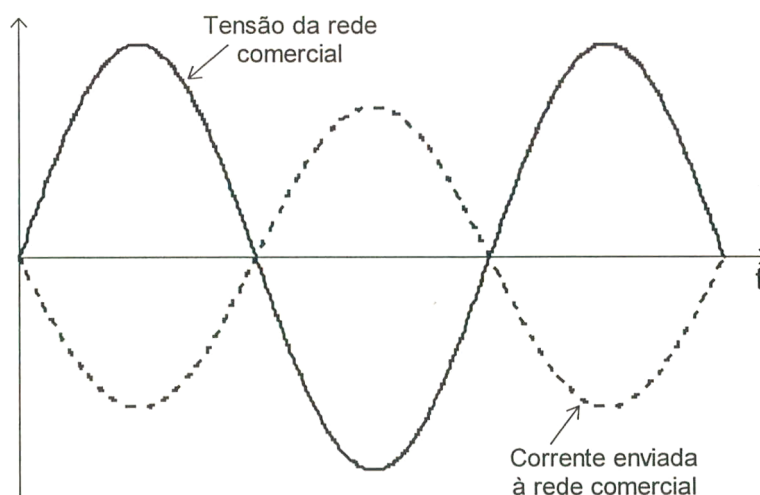


Fig. 3.1: Tensão e corrente da rede comercial.

Conforme a Fig. 3.1 tem-se a corrente defasada de  $180^\circ$  com a tensão, considerando que a carga do sistema de co-geração é a própria rede comercial. Mas a rede comercial é uma fonte de alimentação e adotando-se como convenção que a corrente está saindo da fonte de alimentação senoidal tem-se a corrente defasada de  $180^\circ$  indicando que a fonte (rede) está absorvendo energia.



Como já foi dito a modulação da senóide é feita em alta frequência. Para que a corrente gerada tenha um baixo conteúdo harmônico é colocado um filtro na saída do sistema (depois do inversor). Este filtro é de tamanho reduzido pois atua somente nas altas frequências e também é estudado neste capítulo.

### 3.3. Equacionamento do conversor buck

A modulação de corrente utilizada neste estágio é do tipo *average current-mode control PWM*, ou seja, controle por corrente média com modulação por largura de pulso.

Esta modulação é obtida através do circuito integrado dedicado UC 3854 da Unitrode.

Para um conversor buck a característica de transferência é

$$\frac{V_o}{V_i} = D \quad (3.1)$$

Neste conversor a tensão de entrada é constante mas a tensão de saída tem a forma de senóide retificada em onda completa. Esta tensão aparece devido ao inversor de corrente (terceiro estágio), que, visto pelo conversor buck, produz o efeito de retificação da tensão da rede.

As grandezas envolvidas neste equacionamento são:

- $V_i \Rightarrow$  tensão de entrada do conversor buck;
- $V_o \Rightarrow$  tensão de saída do conversor buck;
- $V_m \Rightarrow$  tensão de pico na saída do conversor buck;
- $\theta \Rightarrow$  ângulo da forma de onda senoidal;
- $D(\theta) \Rightarrow$  razão cíclica (variável em função do ângulo).

Para meio período da rede podemos escrever:

$$V_o(\theta) = V_m \cdot \text{sen } \theta \quad (3.2)$$

Aplicando a equação 3.2 na equação 3.1 tem-se

$$D(\theta) = \frac{V_m}{V_i} \text{sen } \theta \quad (3.3)$$

Nota-se que a razão cíclica varia em função do ângulo da tensão na saída. Isto é esperado pois, conforme pode-se observar na Fig. 3.3 que mostra o conversor buck com a estratégia de controle, uma amostra da tensão da rede é utilizada para produzir a modulação senoidal no UC 3854 através da variação da razão cíclica  $D$ . A frequência de chaveamento é constante e definida em 20 kHz. Com isso a variação da corrente ( $\Delta i_{L_{21}}$ ) através do indutor  $L_{21}$  também varia em função de  $\theta$ , como pode ser visto pela Fig. 3.2.

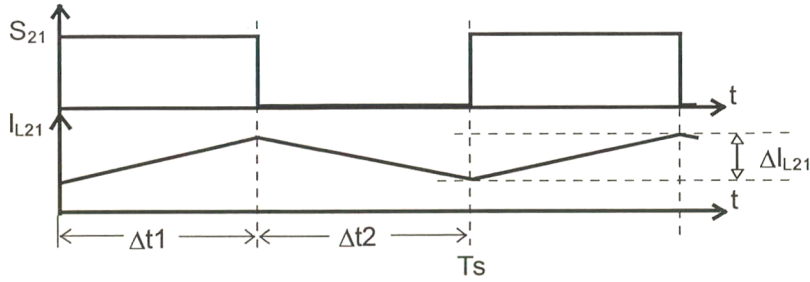


Fig. 3.2: Tensão de comando do interruptor  $S_{21}$  e corrente no indutor  $L_{21}$  (conversor buck).

Considera-se que a tensão sobre o indutor é constante durante um período de chaveamento pois a frequência  $f_s$  (20 kHz) é muito maior que a frequência da rede (60 Hz).

$$\Delta i_{L_{21}}(\theta) = \frac{V_{L_{21}}(\theta)}{L_{21}} \cdot \Delta t_1 \quad (3.4)$$

Como

$$V_{L_{21}}(\theta) = V_i - V_o(\theta) \quad (3.5)$$

e

$$D = \frac{\Delta t_1}{T_s}, \quad (3.6)$$

a ondulação de corrente no indutor será

$$\Delta i_{L_{21}}(\theta) = \frac{[V_i - V_m \cdot \sin \theta]}{L_{21} \cdot f_s} \cdot D(\theta) \quad (3.7)$$

$$\Rightarrow \Delta i_{L_{21}}(\theta) = \frac{V_m \cdot \sin \theta - \frac{V_m^2}{V_i} \sin^2 \theta}{L_{21} \cdot f_s} \quad (3.8)$$

A equação 3.8 dá a ondulação da corrente no indutor do conversor buck em função do ângulo da tensão da rede. Pode-se portanto determinar para quais ângulos a ondulação é maior e calcular a indutância para a máxima ondulação.

Derivando a Eq. 3.8 em relação a  $\theta$  tem-se

$$\Delta i_{L_{21}}(\theta) = \frac{V_m \cos \theta - \frac{2 \cdot V_m^2}{V_i} \sin \theta \cos \theta}{L_{21} \cdot f_s} \quad (3.9)$$

Igualando a equação (3.9) a zero tem-se os pontos de máximo:

$$0 = \frac{V_m \cos \theta \left( 1 - \frac{2 \cdot V_m}{V_i} \sin \theta \right)}{L_{21} \cdot f_s} \quad (3.10)$$

$$\theta = \arcsen \left( \frac{V_i}{2 \cdot V_m} \right) \quad (3.11)$$

Substituindo 3.11 em 3.8 resulta:

$$\Delta i_{L_{21}} \max = \frac{V_i}{4 \cdot L_{21} \cdot f_s} \quad (3.12)$$

Definindo-se uma ondulação máxima aceitável para a ondulação da corrente no conversor buck obtém-se facilmente a indutância necessária.

### 3.4. Malhas de controle do conversor buck

Conforme pode ser visto na Fig. 3.3 o circuito de controle utiliza-se de três sensores para conseguir o efeito desejado.

O primeiro deles é o sensor de tensão de entrada do conversor buck responsável por manter a tensão na entrada deste constante em torno de 400 V (valor definido neste projeto). Nesta malha existe um compensador de tensão (Reg. V).

O segundo é o sensor que observa o formato e o valor eficaz da tensão na saída (amostra a tensão da rede).

O terceiro sensor monitora a corrente na saída do buck a fim de propiciar o controle por corrente média deste conversor. Nesta malha encontra-se o compensador de corrente (Reg. I).

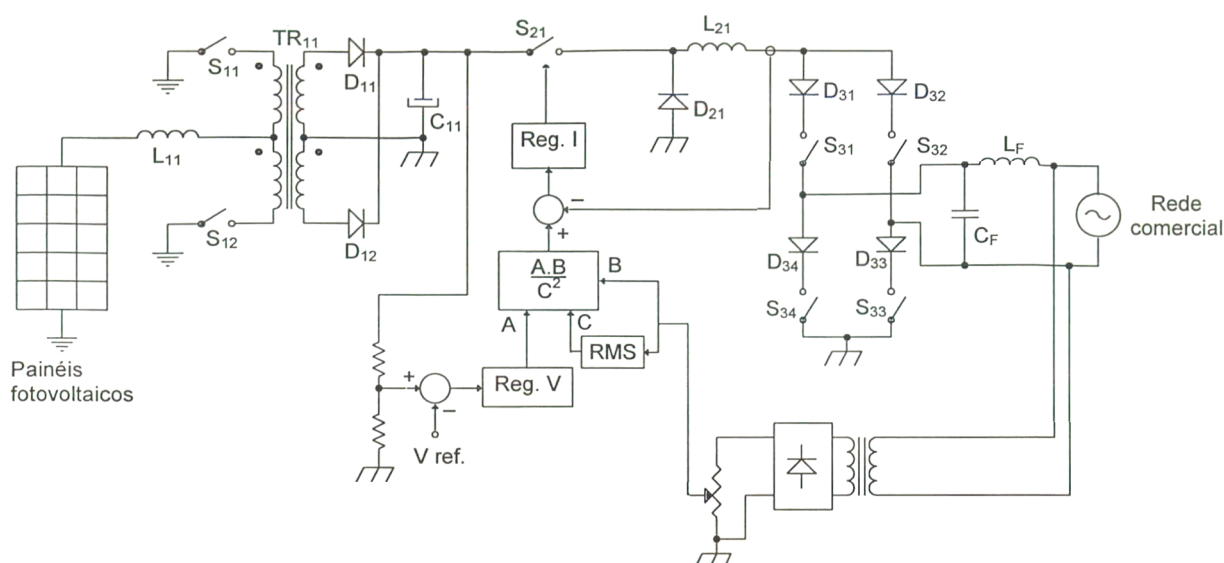


Fig. 3.3: Estratégia de controle utilizada no sistema de co-geração de energia a partir de painéis fotovoltaicos.

### 3.4.1. Análise das malhas de realimentação

A malha de tensão de entrada, da qual o primeiro sensor faz parte, é responsável por manter a tensão de entrada do buck (saída do push-pull) constante. É necessário esclarecer que este sensor nada mais é do que um divisor resistivo onde a tensão é amostrada e comparada com uma tensão de referência. O resultado é aplicado ao compensador de tensão (Reg. V) e finalmente colocado na porta A do multiplicador do circuito integrado UC 3854.

Como a saída do multiplicador atuará sobre a razão cíclica do interruptor do buck e conseqüentemente na corrente de saída, é necessário que a resposta do compensador de tensão seja lenta. Caso contrário as variações que ocorrem na tensão de entrada e a ondulação de 120 Hz podem causar uma deformação na forma de onda da corrente de saída ocasionando uma depreciação na qualidade da energia entregue à rede.

Uma vez ajustada a tensão de referência, o comportamento desejado para o circuito de controle é provocar na saída uma corrente diretamente proporcional à tensão de entrada. Isto quer dizer que uma variação na potência de entrada deve ser acompanhada por uma variação correspondente na potência de saída.

Estas variações são produzidas pelos painéis fotovoltaicos devido a variações da incidência de radiação solar, variação na temperatura destes ou ainda pela passagem de uma nuvem.

Como o 3854 utilizado neste controle foi concebido para o controle do fator de potência de fontes de alimentação, percebe-se que, por exemplo, uma queda de tensão no sensor de tensão é interpretado como um aumento de carga que deverá ser compensado com o aumento da corrente de entrada. Nota-se que este comportamento é o contrário do desejado no controle dos painéis fotovoltaicos.

Uma solução para o problema, que foi adotada neste trabalho, encontra-se na referência [3]. Consiste em inverter a entrada de tensão do 3854 utilizando-se um amplificador operacional na configuração inversora como pode ser visto na Fig. 3.4.

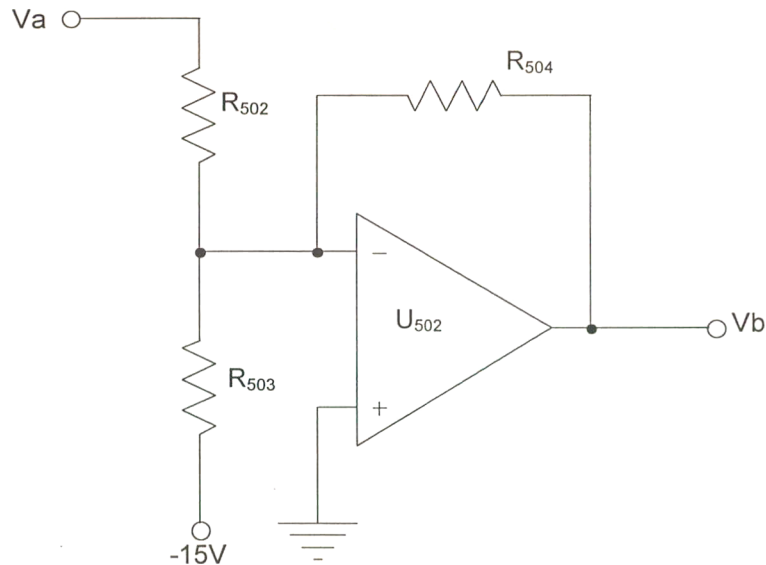


Fig. 3.4: Inversor utilizado para adaptar o CI 3854 ao controle utilizado neste trabalho.

$$Vb = 15 \cdot \frac{R_{504}}{R_{503}} - \frac{R_{504}}{R_{502}} \cdot Va \quad (3.13)$$

Fazendo com que os resistores sejam iguais tem-se:

$$R_{502} = R_{503} = R_{504} \quad \Rightarrow \quad Vb = 15 - Va \quad (3.14)$$

Quando  $Va$  é mínima  $Vb$  é máxima. A medida que  $Va$  aumenta  $Vb$  diminui linearmente obtendo o efeito de variação inversa.



### 3.4.2. Projeto do compensador de tensão (Reg. V)

Como já foi mencionado, a resposta deste compensador é lenta, ou seja, o compensador de tensão é um filtro passa-baixa com uma frequência de corte baixa suficiente para evitar a ondulação de 120 Hz da tensão de entrada e outras variações bruscas. Conforme pode-se observar na figura seguinte a tensão  $V_b$  provém do circuito inversor (vide figura 3.4).

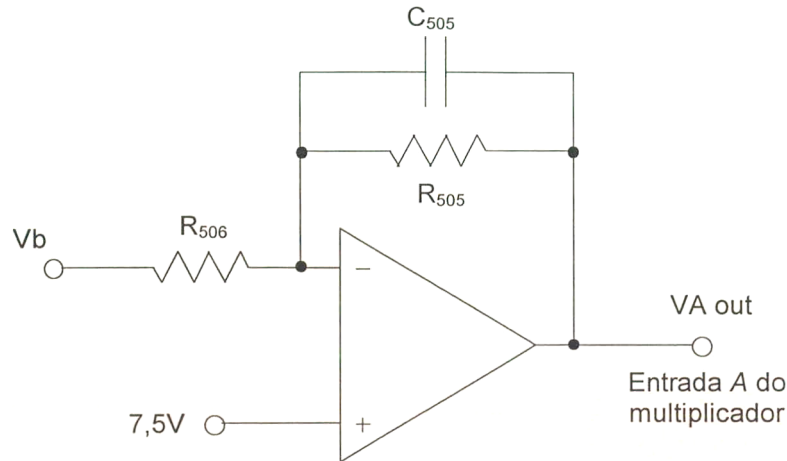


Fig. 3.5: Compensador de tensão utilizado no controlador do conversor buck.

O ganho deste compensador é dado por:

$$\frac{V_c(s)}{V_b} = - \frac{R_{505}}{R_{506} \cdot (R_{505} \cdot C_{505} \cdot s + 1)} \quad (3.15)$$

Considerando todos os componentes e parâmetros envolvidos nesta malha pode se calcular a constante de tempo  $R_{506}C_{505}$ , [14]:

$$R_{506}C_{505} = \frac{10 \cdot V_o \cdot 7,5}{2\pi \cdot fr \cdot V_o} \quad (3.16)$$

A frequência de corte será:

$$f_c = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{7,5P_i}{V_i^2 \cdot V_{ir} \cdot C_o \cdot R_{505} \cdot C_{505}}} \quad (3.17)$$

onde:

- $f_c \Rightarrow$  Frequência de ondulação da tensão de entrada;
- $V_i \Rightarrow$  tensão de entrada do conversor buck;
- $P_i \Rightarrow$  Potência na entrada do conversor buck;
- $V_{ir} \Rightarrow$  ondulação na tensão de entrada;
- $C_o \Rightarrow$  capacitor de filtragem do estágio push-pull ( $C_o = C_{11}$ ).

O valor de  $C_{11}$  pode ser visto no anexo 2.

O resistor  $R_{505}$  pode ser calculado por

$$R_{505} = \frac{1}{2\pi \cdot f_c \cdot C_{505}} \quad (3.18)$$

Os cálculos detalhados encontram-se no anexo 1.

A segunda malha de realimentação é responsável por definir a forma da corrente de saída do conversor buck além de medir o valor eficaz da tensão de saída (tensão da rede comercial) e corrigir a potência de saída em função das variações que ocorrerem.

Para que a qualidade da energia processada pelo sistema seja alta é necessário que a corrente de saída tenha uma forma mais parecida possível com a tensão da rede comercial, que na maioria das vezes não é uma senóide perfeita.

O sensor que fornece a informação do formato da onda consiste de um pequeno transformador que retira uma amostra da tensão da rede e a retifica através de uma ponte completa de diodos. O sinal retificado é aplicado à entrada *B* diretamente e à entrada *C* depois de passar pelo bloco RMS como pode ser observado pela Fig. 3.3.

O bloco RMS é na verdade um filtro de baixa frequência de dois pólos que deve produzir na sua saída um valor de tensão contínua proporcional a tensão eficaz na entrada.

Conforme a referência [14], posicionando os dois pólos em 12 Hz teremos uma boa resposta com baixa distorção e pouco atraso no valor de tensão da saída.

Na Fig. 3.16 pode-se observar o filtro utilizado para este projeto com o nome de “filtro passa-baixas duplo”.

A terceira malha de realimentação monitora a corrente na saída do buck para obter o

controle por corrente média.

Como pode ser visto pela Fig. 3.3 a realimentação é negativa.

Nesta malha encontra-se o terceiro sensor que observa a corrente. Este sensor é simplesmente um resistor ( $R_{sh}$ ) e a tensão que aparece sobre seus terminais, reflexo da corrente que o percorre, é aplicada ao compensador de corrente do 3854.

### 3.4.3. Projeto do compensador de corrente (Reg. I)

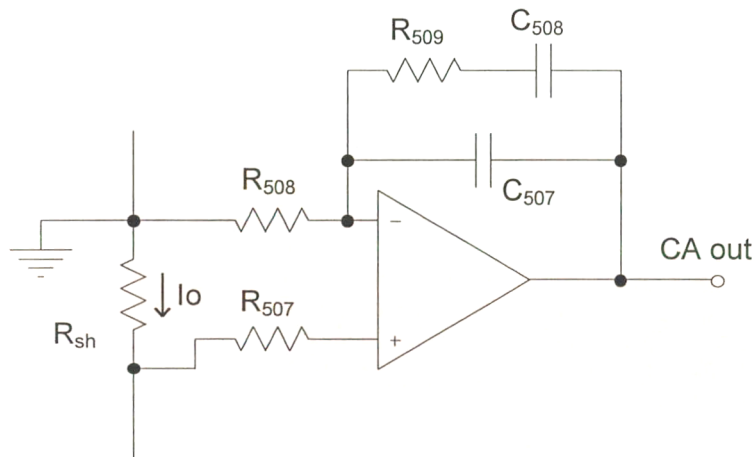


Fig. 3.6: Compensador de corrente (Reg. I).

O compensador de corrente (Reg. I) tem dois pólos e um zero.

Na Fig. 3.9 tem-se o diagrama assintótico do compensador de corrente e é possível observar um pólo na origem, o zero na frequência  $fz$  e o outro pólo na frequência  $fp$ .

Segundo o modelo da Chave PWM [11] o conversor buck pode ser modelado conforme a Fig. 3.7. Para a configuração utilizada neste trabalho tem-se  $reDD' = 0$  e o ponto  $A$  fica em curto-circuito com o ponto  $P$ .  $V_D$  é a tensão de entrada do buck, ou seja,  $V_D = V_i$ .

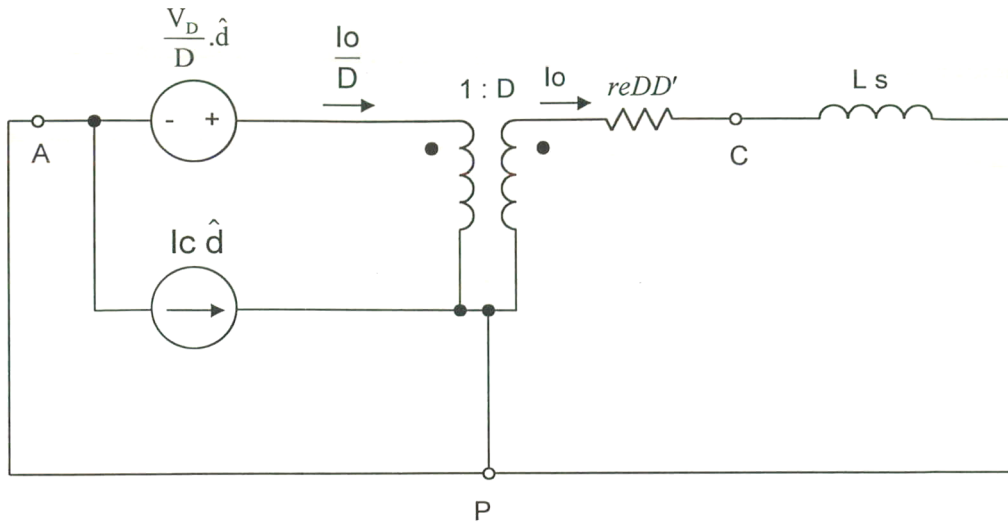


Fig. 3.7: Modelo da chave PWM aplicado ao conversor buck.

$$I_o(s) = \frac{\frac{V_i \cdot \hat{d}}{D} \cdot D}{L \cdot s} \quad (3.19)$$

sendo que  $\hat{d}$  é a perturbação na razão cíclica, isto é,  $D(s)$ , e  $L$  é a indutância buck.

Logo,

$$I_o(s) = \frac{V_i \cdot D(s)}{L \cdot s} \quad (3.20)$$

Pode-se portanto relacionar a corrente de saída ( $I_o$ ) com a razão cíclica ( $D$ ).

$$\frac{I_o(s)}{D(s)} = \frac{V_i}{L \cdot s} \quad (3.21)$$

A razão cíclica pode ser escrita em função de  $V_p$  e  $V_c$ , que são a tensão de pico a pico da rampa de comparação e a tensão de comparação do 3854. Segundo a referência [13]  $V_p = 5,5V$ .

$$D(s) = \frac{V_c}{V_p}(s) \quad (3.22)$$

A corrente  $I_o$  pode ser escrita por:

$$I_o(s) = \frac{V_{Rsh}}{R_{sh}}(s) \quad (3.23)$$

Aplicando as equações 3.22 e 3.23 em 3.21 tem-se

$$\frac{V_{Rsh}(s)}{V_c(s)} = \frac{V_i \cdot R_{sh}}{V_p \cdot L \cdot s} \quad (3.24)$$

Esta equação representa o ganho total do conversor buck em termos de tensão sobre o resistor  $R_{sh}$  dividido pela tensão de comparação  $V_c$ .

A tensão  $V_c$  é aquela presente no pino *CA out* do 3854, (ver Fig. 3.18).

Duas observações são importantes: O ganho total expresso pela Eq. 3.24 inclui também o ganho do estágio PWM e esta equação é válida para pequenas variações de corrente sobre  $R_{sh}$ .

Para o cálculo do compensador de corrente traça-se o diagrama de Bode da Eq. 3.24 obtendo-se o ganho para a frequência de 5 kHz. Esta frequência foi escolhida por estar bem abaixo de  $f_s/2$  que, segundo a teoria dos Sistemas Amostrados, é o limite máximo para se posicionar a frequência de cruzamento por zero da resposta do conversor com o compensador. Isto pode ser visto pela Fig. 3.8.

Percebe-se que a frequência de 5 kHz é um quarto da frequência de chaveamento, para que se tenha uma boa margem de segurança. Mas é importante que esta frequência não seja muito baixa pois quanto menor a frequência do zero (fz) pior é a resposta dinâmica do sistema.

$$\frac{V_{Rsh}(s)}{V_c(s)} = G(s) = \frac{V_i \cdot R_{sh}}{V_p \cdot L \cdot s} \quad (3.25)$$

Conforme as figuras 3.6 e 3.9 tem-se que

$$G(s) = 20 \cdot \log \frac{R_{508}}{R_{509}} \quad (3.26)$$

que é o ganho da faixa plana para este compensador de corrente.

Com o resistor  $R_{508}$  definido em 4,7 kΩ e o ganho da Eq. 3.25 calcula-se  $R_{509}$ .

A frequência do zero é posicionada em 2 kHz aproximadamente para possibilitar boa reprodução da frequência de 120 Hz e algumas harmônicas de ordem baixa. Então:



$$f_z = \frac{1}{2\pi \cdot R_{509} \cdot C_{508}} \quad (3.27)$$

Da equação acima calcula-se  $C_{508}$ .

A frequência do segundo pólo deve estar uma década acima da frequência do zero, ou seja,  $f_p = 10f_z$ . Notar que o primeiro pólo está alocado na origem em 0 Hz.

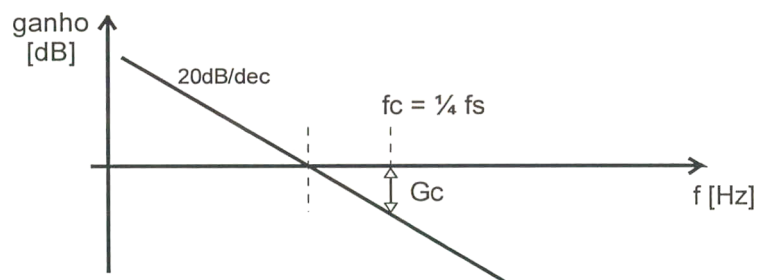
$$f_p = \frac{1}{2\pi \cdot R_{509} \cdot C_{eq}} \quad (3.28)$$

$$C_{eq} = \frac{C_{507} \cdot C_{508}}{C_{507} + C_{508}} \quad (3.29)$$

Com isso pode-se calcular  $C_{507}$ .

A Fig. 3.9 mostra a resposta do compensador com seus pontos principais representados.

Finalmente, na Fig. 3.10 observa-se como deve ser a resposta do conversor com o compensador de corrente.



Onde  $G_c$  é o ganho do compensador para a frequência  $f_c$ .

Fig. 3.8: Diagrama de Bode assintótico mostrando a resposta em frequência do conversor buck.

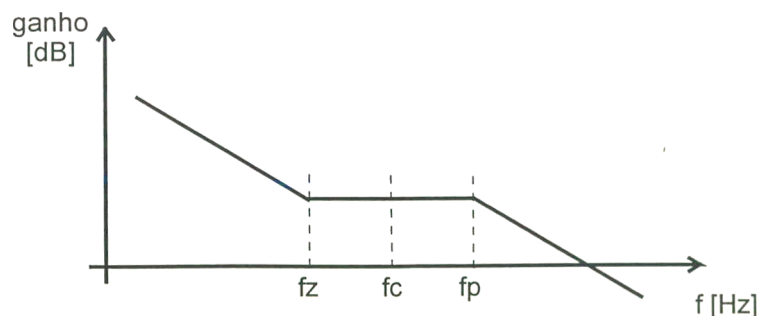


Fig. 3.9: Diagrama assintótico da resposta do compensador de corrente (Reg. I).

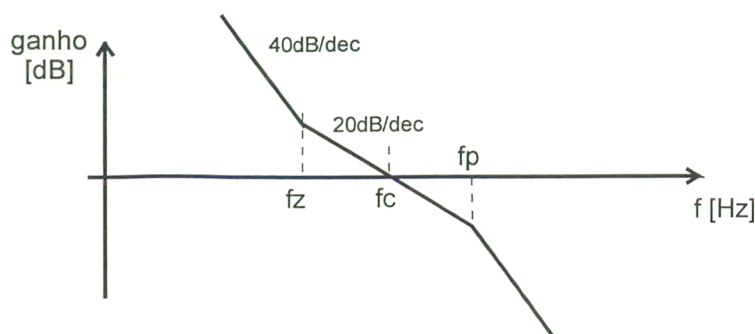


Fig. 3.10: Diagrama da resposta do conversor com compensador em laço aberto.

### 3.5. Terceiro estágio do sistema de co-geração de energia.

#### 3.5.1. O inversor de corrente

O inversor de corrente juntamente com o filtro de saída compõem o terceiro estágio do sistema de co-geração de energia.

O inversor de corrente trabalha em baixa frequência sincronizado com a rede elétrica comercial e tem a função de inverter um dos semi-ciclos da senóide retificada da saída do buck para que esta se torne uma senóide completa.

O terceiro estágio pode ser visto na Fig. 3.3, composto pelos interruptores  $S_{31}$ ,  $S_{32}$ ,  $S_{33}$  e  $S_{34}$ , pelos diodos  $D_{31}$ ,  $D_{32}$ ,  $D_{33}$  e  $D_{34}$  e pelo filtro  $L_f C_f$ .

Por ser um inversor de corrente deve haver uma superposição no comando dos interruptores de forma que a corrente no indutor buck nunca seja interrompida. A Fig. 3.11 mostra como devem ser os pulsos de comando dos interruptores  $S_{31}$  a  $S_{34}$ .

Devido à superposição dos pulsos de controle, a rede comercial, representada pela fonte senoidal  $V_r$ , poderia entrar em curto-circuito através da indutância  $L_F$ , que tem pequeno valor, e de dois interruptores, causando a destruição instantânea destes, mesmo que o tempo de superposição seja pequeno.

Para evitar este curto-circuito existem os diodos  $D_{31}$  a  $D_{34}$  em série com os interruptores  $S_{31}$  a  $S_{34}$ .

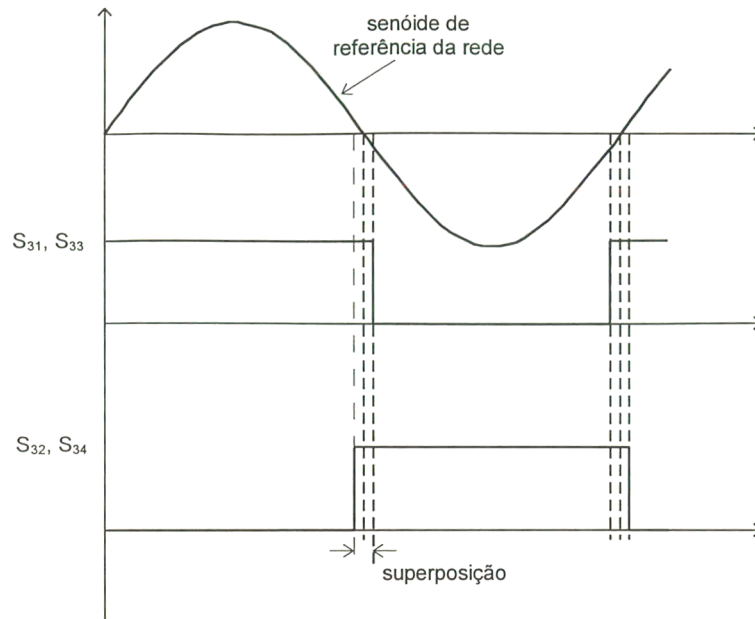


Fig. 3.11: Comando dos interruptores do inversor de corrente mostrando o intervalo de superposição dos pulsos.

(O período de superposição está exagerado em relação ao período da rede para facilitar a visualização).

### 3.5.2. O filtro de saída

Os últimos componentes do sistema antes da conexão com a rede são o capacitor  $C_f$  e o indutor  $L_f$ .

Juntos formam o filtro de alta frequência responsável por eliminar a componente de 20 kHz e outras distorções de alta frequência presentes na corrente que vai ser entregue à rede. Deste modo é possível fornecer à rede uma corrente com baixo conteúdo harmônico.

Esta tarefa fica muito simplificada em termos de volume e complexidade topológica porque a corrente proveniente do conversor buck é contínua em cada semi-período da rede. Em outras palavras, um pequeno capacitor e um pequeno indutor são suficientes para fazer a filtragem.

A função de transferência do filtro é

$$I_r = \frac{I_o}{s^2 L_f C_f + 1} \quad (3.30)$$

Onde:

$$\begin{aligned} I_r &\Rightarrow \text{corrente injetada na rede;} \\ I_o &\Rightarrow \text{corrente que vem do filtro.} \end{aligned}$$

Como o efeito da tensão da rede comercial é muito pequeno na corrente  $I_r$ , esta foi desprezada sem contudo alterar de forma substancial os resultados.

A corrente  $I_o$  é praticamente igual a  $I_r$  a não ser pelas harmônicas. Isto acontece porque a frequência de ressonância ( $f_{res}$ ) é posicionada bem acima da frequência da rede. Dessa forma praticamente não existe atenuação em 60 Hz.

A atenuação iniciará após a frequência de ressonância com uma taxa de -40 dB/dec.

Escolher a  $f_{res}$  distante da frequência da rede e distante da frequência de chaveamento é fundamental para se conseguir baixa atenuação nas baixas frequências e suficiente atenuação na frequência de chaveamento.

Com uma frequência de ressonância de 4500 Hz por exemplo tem-se uma atenuação de 25 dB em 20 kHz.

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_f C_f}} \quad (3.31)$$

Da Eq. 3.31 tem-se:

$$L_f C_f = \frac{1}{4\pi^2 f_{res}^2} \quad (3.32)$$

Após o cálculo destes componentes foi realizada uma simulação com o PSpice onde verificou-se que o funcionamento do filtro foi conforme o esperado.

No anexo 1 encontra-se o projeto completo do filtro inclusive o projeto magnético do indutor  $L_f$ .

### 3.6. Simulações

Inicialmente o conversor buck foi simulado separadamente, sem o inversor.

Para uma modulação senoidal retificada da corrente de saída do conversor buck através da variação da razão cíclica obtém-se facilmente uma corrente com o mesmo formato da referência, conforme pode ser observado pela Fig. 3.12. A modulação aplicada é a linha contínua na figura abaixo.

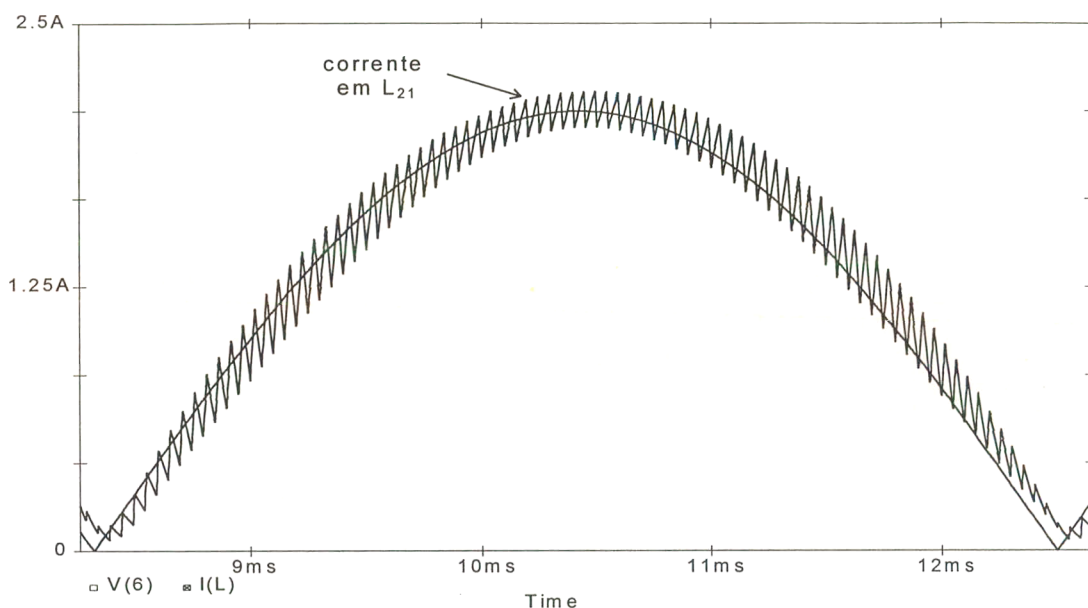


Fig. 3.12: Corrente resultante na saída do conversor Buck quando modulado por uma senóide retificada.

Depois de estudadas separadamente as estruturas foram interligadas e foi realizada uma simulação para observar o comportamento.

Esta interligação inclui todas as malhas de tensão e corrente e o inversor.

A malha de corrente é muito rápida pois deverá conformar a corrente no indutor a partir do formato da tensão presente. Porém as malhas de tensão são lentas (atuam dentro de alguns períodos da rede) tornando a simulação através do programa simulador de circuitos PSpice muito demorada.

Uma solução encontrada para este problema consistiu em modelar todos os conversores e malhas de realimentação, bem como fontes de tensão e corrente em forma de funções de transferência e utilizar o simulador de modelos matemáticos VisSim para realizar a simulação,



economizando com isso um tempo enorme que seria gasto com simulações no PSpice.

Fazendo-se isso elimina-se o chaveamento dos interruptores mas a resposta das malhas de controle dos conversores é preservada possibilitando uma análise qualitativa perfeita.

Na Fig. 3.13 tem-se o diagrama de blocos do sistema de co-geração simulado.

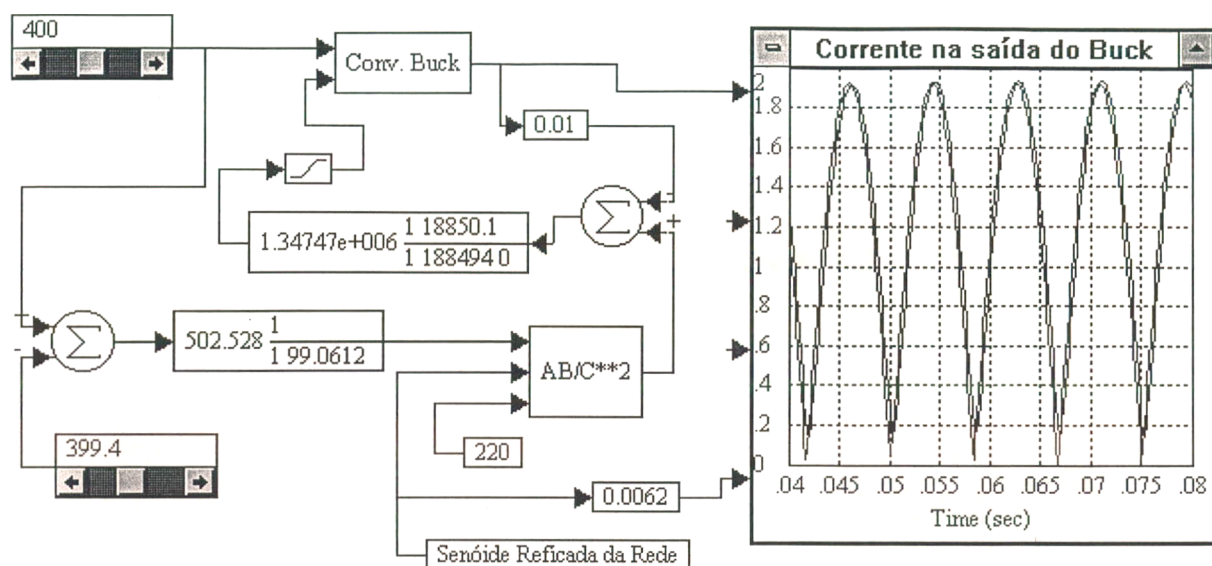


Fig. 3.13: Diagrama esquemático do sistema de co-geração simulado no VisSim.

Observa-se que a corrente na saída tem o formato desejado seguindo a referência imposta pelo bloco “Senóide Retificada da Rede”.

A Fig. 3.14 mostra como uma variação (em  $t = 100$  ms) na tensão da rede (bloco “senóide retificada da rede”) provoca uma variação na corrente de saída.

Com a variação do valor de pico e a correspondente variação do valor eficaz da tensão da rede observou-se que a corrente de saída mantém seu formato mas o valor de pico e o valor eficaz variam na proporção inversa de tal forma que a potência na saída permanece praticamente constante, com pouquíssimas variações.

Este é um comportamento desejado pois a potência entregue à rede comercial não dependerá das flutuações de tensão da mesma, isto é, se a potência retirada dos painéis solares não variar, não deverá variar a potência que o sistema fornece à rede.

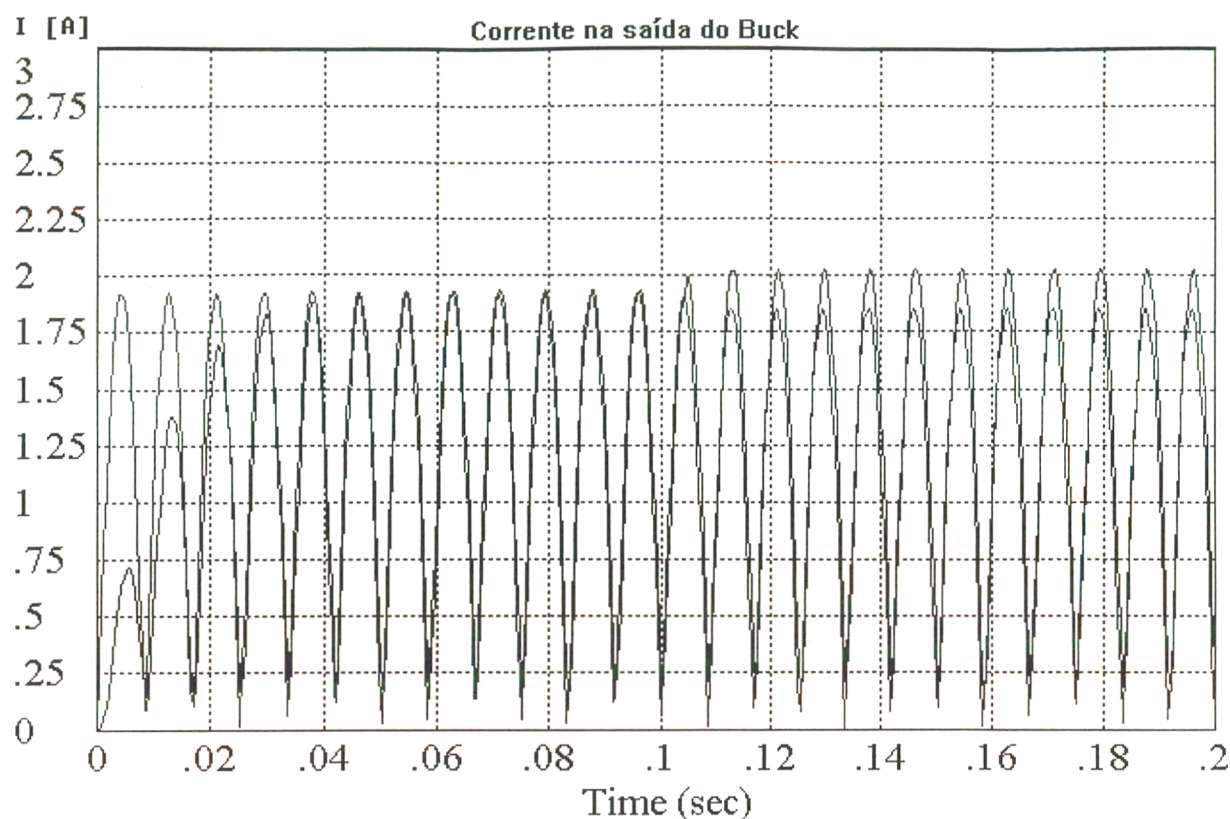


Fig. 3.14: Variação na corrente de saída do conversor buck provocada por uma variação da tensão da rede (queda de 311V para 300V de pico).

Na Fig. 3.15 observa-se como uma variação na tensão de entrada afeta a corrente de saída.

Com a variação da tensão na entrada do Buck (em  $t = 100\text{ms}$ ), observou-se que existe na saída uma corrente que varia proporcionalmente a esta tensão. Isto representa uma variação na potência de entrada que é acompanhada por uma variação na potência de saída.

Após esta etapa de simulação no VisSim retornou-se ao PSpice para observar o comportamento do inversor com o filtro de saída.

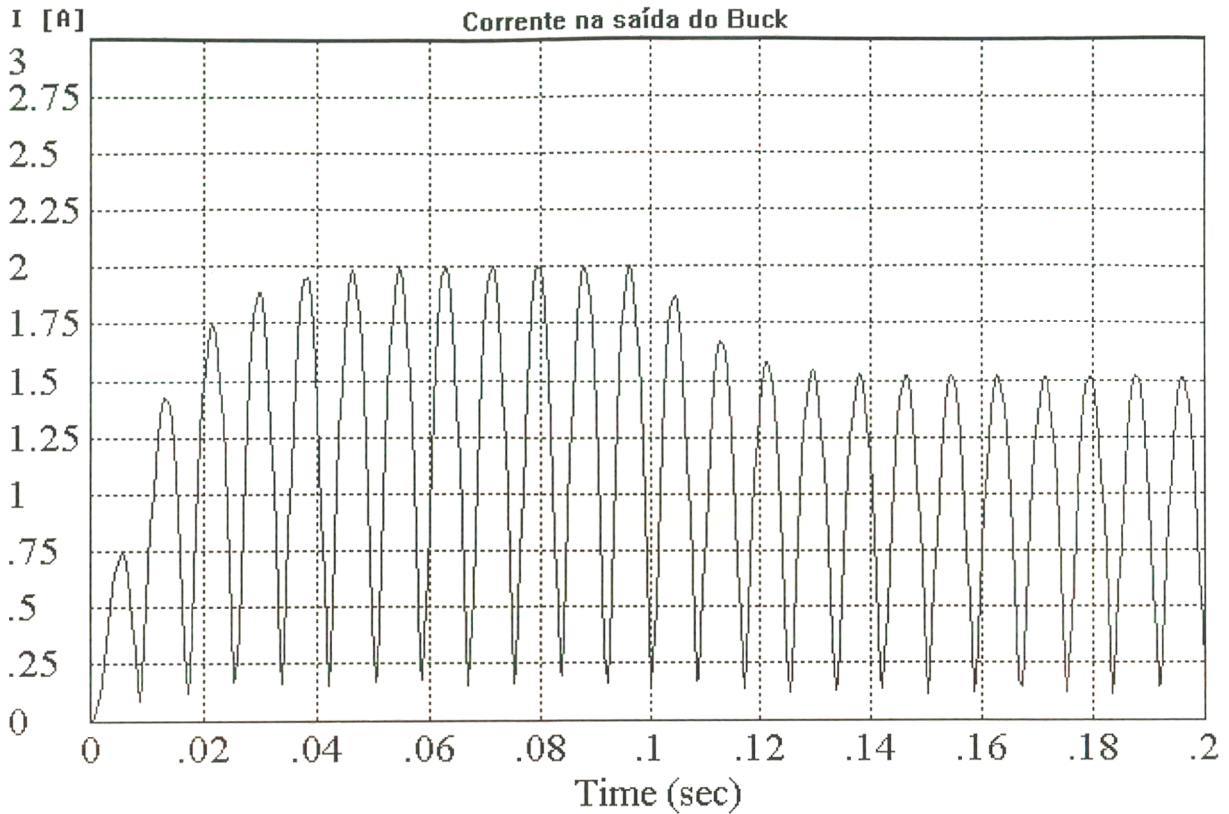


Fig. 3.15: Variação na corrente de saída do conversor buck provocado por uma variação na tensão de entrada.

### 3.7. Projeto dos componentes da etapa de potência

Da Eq. 3.12  $\Delta i_{L_{21}} \text{ max} = \frac{V_i}{4 \cdot L_{21} \cdot f_s}$  pode-se calcular  $L_{21}$ , bastando definir uma

ondulação de corrente máxima aceitável.

Com as simulações foi possível obter os valores para a corrente eficaz e de pico dos interruptores  $S_{21}$ , para o diodo  $D_{21}$  e o indutor  $L_{21}$ .

Da mesma forma foram definidos e calculados os componentes do inversor de corrente e do filtro de saída.

No anexo 1 são mostrados os cálculos detalhados.

Nem todos os componentes utilizados foram exatamente adequados em termos de correntes e tensões. Alguns semicondutores foram escolhidos segundo a disponibilidade de material no laboratório.

### 3.7.1. Cálculo térmico

O cálculo térmico foi realizado para determinar as condições em que os interruptores devem trabalhar.

Para o MOSFET IRFP460 utilizado no conversor buck e no inversor as condições são as seguintes:

$$P_{tot} = P_{cond} + P_{com} \quad (3.33)$$

$$P_{cond} = R_{DS(on)} \cdot i_{Sef}^2 \quad (3.34)$$

onde  $R_{DS(on)}$  é a resistência de condução do interruptor e  $i_{Sef}$  é a corrente eficaz através deste.

$$P_{com} = \frac{f_s}{2} \cdot (tr + tf) \cdot i_{S(on)} \cdot V_{DS(off)} \quad (3.35)$$

Considerando que os tempos de subida e descida da corrente e tensão no interruptor na entrada em condução e no bloqueio são aproximadamente iguais tem-se, na prática,  $tr \cong tf \cong 75 \text{ ns}$ .

Para uma tensão máxima de 400 V sobre o interruptor e corrente eficaz de 1,5 A, tem-se:

A potência dissipada devido a condução, segundo a equação (3.34) é:

$$P_{cond} = 0,486 \cdot (1,5)^2 = 1,1 \text{ W}$$

A resistência de condução para o IRFP 460 é:

$$R_{DS(on)} = 0,27 \, \Omega \text{ @ } 25 \, ^\circ\text{C}$$

$$R_{DS(on)} = 0,486 \, \Omega \text{ @ } 110 \, ^\circ\text{C}$$

De (3.35) tem-se a potência dissipada devido a comutação:

$$P_{com} = \frac{20 \cdot 10^3}{2} \cdot (150 \cdot 10^{-9}) \cdot 1,5 \cdot 400 = 0,9 \text{ W}$$

A potência total no interruptor será de aproximadamente 2 W (Eq. 3.33). Este nível de potência praticamente não requer dissipador, ou ainda, pode ser colocado um pequeno dissipador para que a temperatura dos MOSFETs fique baixa reduzindo desta forma as perdas por condução, lembrando que tais perdas aumentam com o aumento da temperatura de junção



do semiconductor.

Como no segundo e no terceiro estágio as tensões de operação são altas, a corrente é reduzida e as perdas por aquecimento dos componentes e condutores são pequenas.

### 3.8. Circuitos de controle e comando

Na Fig. 3.16 tem-se o circuito integrado 3854 com as conexões externas.

Neste circuito é possível observar a adaptação feita para inverter a referência de tensão ( $U_{501}$  e  $U_{502}$ ), o filtro passa baixas duplo e todos os demais componentes da placa de controle.

O diagrama menor nesta mesma figura mostra como é conectado o resistor *shunt* Rsh.

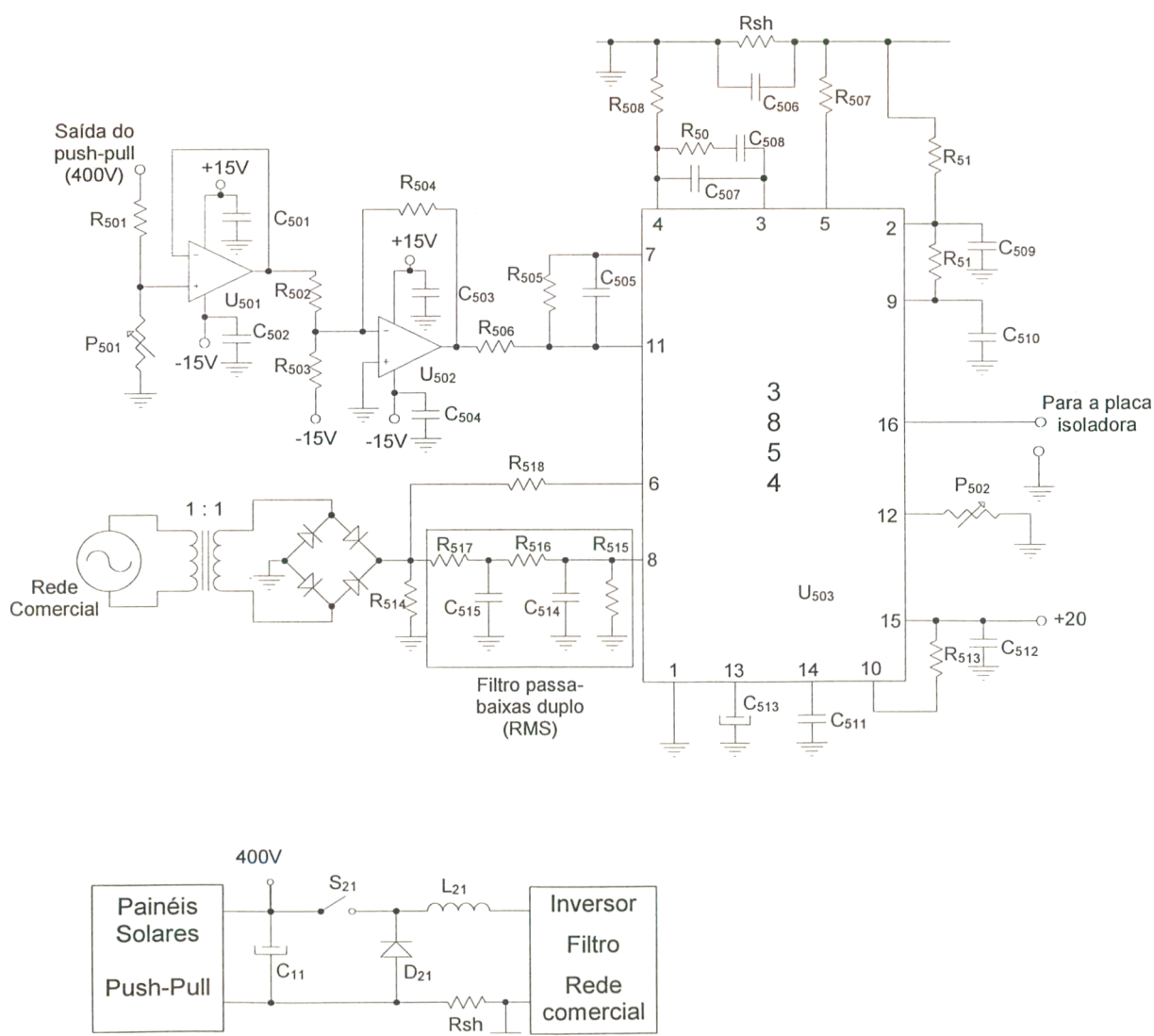


Fig. 3.16: Conexões dos componentes externos ao 3854.



A Fig. 3.17 apresenta o circuito de isolamento para o comando do interruptor buck. O isolamento é feito através do optoisolador HP 2601.

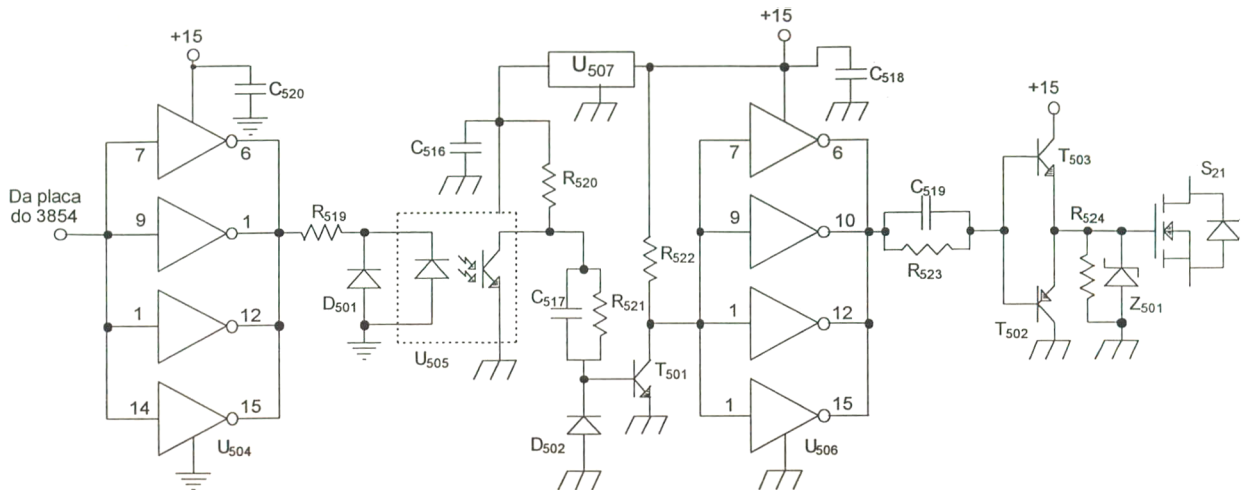


Fig. 3.17: Circuito isolador para acionamento do interruptor  $S_{21}$  (conversor buck).

As Figs. 3.18 e 3.19 mostram o diagrama esquemático e o diagrama de conexões do 3854 respectivamente.

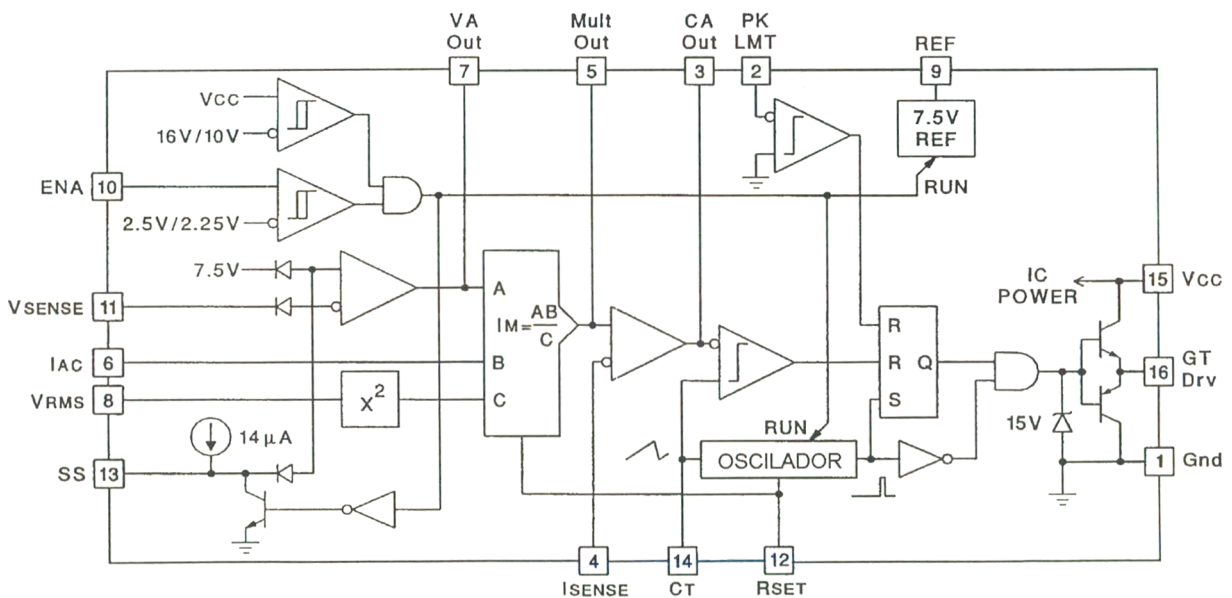


Fig. 3.18: Diagrama esquemático do 3854.

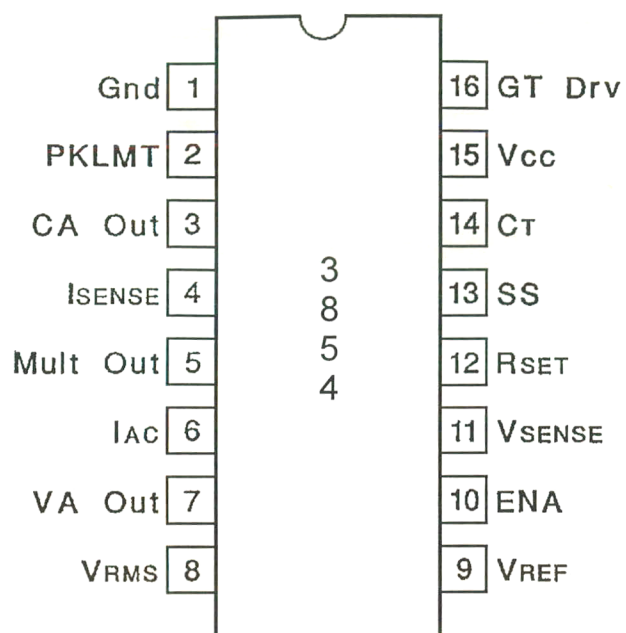


Fig. 3.19: Diagrama de conexões do 3854.

### 3.9. Conclusão

Neste capítulo foram estudados o segundo e o terceiro estágio do sistema de co-geração de energia a partir de painéis fotovoltaicos.

Ao segundo estágio, o conversor buck, foi dedicado um estudo detalhado pois neste estágio ocorre o controle principal da energia processada pelo sistema e o tipo de modulação aplicada não é muito comum para o conversor buck, reforçando a necessidade de atenção especial no projeto.

Todas as malhas de realimentação e seus respectivos compensadores foram estudadas de forma que é possível projetar o controle completo utilizando o circuito integrado 3854.

Um estudo completo do terceiro estágio também foi realizado permitindo que o inversor de corrente com o filtro de saída de alta frequência seja projetado sem nenhuma dificuldade.

O conversor buck mostrou-se perfeitamente adequado para produzir uma forma de onda de senóide retificada como pode ser visto pela Fig. 3.12. Além do mais este conversor tem saída em corrente. É imprescindível que a saída do sistema seja em forma de fonte de corrente para possibilitar a conexão com uma fonte de tensão que é a rede comercial.

O 3854, como já é mencionado em [14], pode ser aplicado ao conversor buck e neste trabalho mostrou excelentes resultados.

No capítulo a seguir são mostrados os resultados experimentais globais para o sistema de co-geração conectados aos painéis fotovoltaicos.

## **Capítulo 4 - Interligação dos Estágios e Avaliação do Sistema**

### **4.1. Introdução**

Neste capítulo são observados os resultados obtidos com a interligação dos três estágios que compõem o sistema de co-geração de energia a partir de painéis fotovoltaicos: o conversor push-pull alimentado em corrente, o conversor buck e o inversor de corrente.

As aquisições das formas de onda obtidas com o osciloscópio no laboratório são apresentadas e analisadas. Para a tensão da rede e a corrente injetada é feita uma análise das componentes harmônicas bem como da distorção harmônica total.

A utilização de energia solar através dos painéis fotovoltaicos alcança nos dias atuais uma expressiva parcela do total de energia produzida por recursos renováveis e não poluentes. Não obstante essa importância frente a outros recursos, a energia elétrica proveniente de painéis fotovoltaicos ainda não recebe um tratamento eficaz e que possa se tornar um padrão mundial. Neste capítulo também são colocadas algumas perspectivas para o futuro próximo com base nos principais trabalhos realizados até a presente data.

## 4.2. Interligação dos estágios

No estudo teórico realizado com o sistema, depois de estudados em separado, os estágios foram conectados para possibilitar a simulação e observar os resultados de forma a se avaliar como um estágio influencia os outros.

O ponto mais crítico foi a conexão do conversor push-pull com o conversor buck pois o segundo é controlado pelo 3854 enquanto que o primeiro não possui realimentação.

Contudo, como já foi citado no segundo capítulo, o conversor push-pull apresenta uma performance excelente adaptando-se perfeitamente a todas as variações impostas pelo conversor buck.

No laboratório as interligações seguiram aproximadamente a sequência dos estudos teóricos.

Cada conversor foi testado separadamente até se atingir o funcionamento em potência nominal de projeto. Quando os três estágios estavam prontos foi realizada a conexão.

Como foi utilizada uma única fonte de alimentação para todo o sistema, esta teve que prover várias saídas isoladas com tensões necessárias para os controles e comandos de cada estágio.

Inicialmente, no lugar da rede comercial foi utilizada uma carga resistiva.

Logo após foi feita a conexão com a rede através de um transformador de isolamento e um varivolt para aumentar a tensão da rede gradativamente.

Quando todos os ajustes foram feitos no sistema, o transformador e o varivolt foram retirados e a rede ficou em conexão direta com o sistema de co-geração.

Na ocasião em que o sistema atingiu a potência nominal de 300 W na entrada ocorreu um problema com o transformador do inversor push-pull. Este então foi retirado e constatou-se que os dois extremos do secundário entraram em curto pois o esmalte não suportou as altas tensões entre estes dois pontos.

Para se obter 400 V sobre o capacitor  $C_{11}$  (ver Fig. 2.1 no capítulo 2) é necessário que metade do enrolamento secundário também tenha 400V. Logo a outra metade do enrolamento, que estará bloqueada por  $D_{11}$  ou  $D_{12}$  também apresentará 400V resultando numa diferença de potencial de 800V entre os extremos do enrolamento completo.

É necessário portanto que à construção deste transformador seja dispensada atenção especial, pois este também não deve apresentar elevados valores de indutância de dispersão.



Estas indutâncias causarão uma sobre-tensão nos interruptores  $S_{11}$  e  $S_{12}$  que deverá ser limitada pelo grameador semi-regenerativo causando perdas de energia, diminuindo dessa forma o rendimento do conjunto.

### 4.3. Resultados experimentais

A seguir pode-se observar os resultados obtidos com um ensaio de laboratório tendo-se os painéis fornecendo a potência nominal de projeto de 300 W.

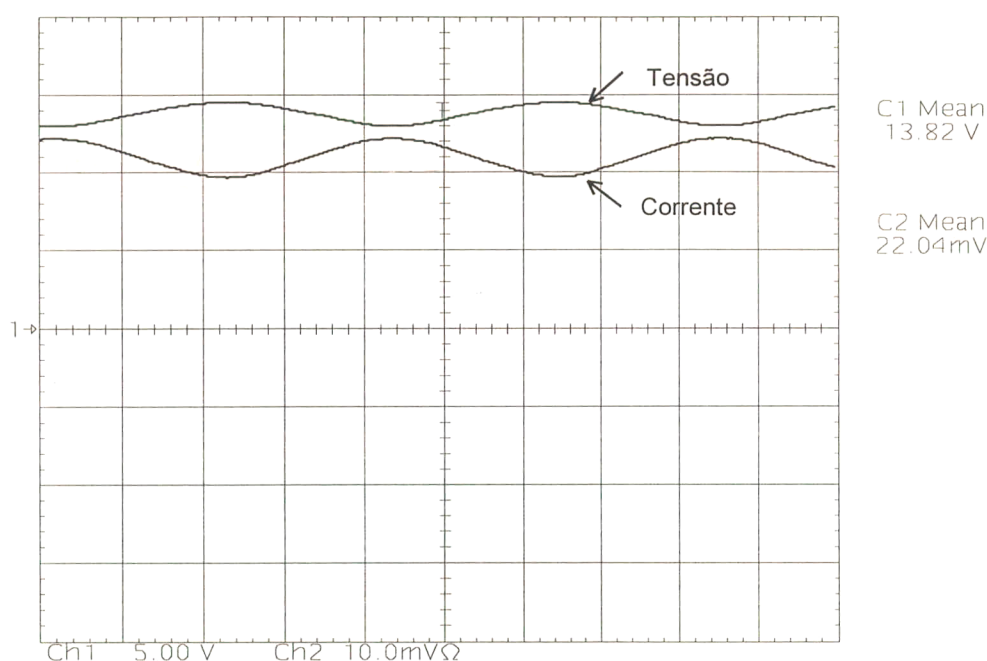


Fig. 4.1: Tensão e corrente na entrada do sistema (painéis fotovoltaicos).

Temperatura ambiente: 25,3 °C.

Potência do ensaio: 300 W na entrada.

Insolação: 70 mW/cm<sup>2</sup> a uma inclinação de aproximadamente 15° com a horizontal, às 10:00 horas da manhã.

Data da aquisição: 27/10/98.

Escalas: 5 V/div; 10 A/div; 2 ms/div.

A curva  $C_1$  (superior) mostra a tensão e a curva  $C_2$  a corrente retirada dos painéis.

Devido a época do ano, do horário e das condições em que foi feito o ensaio não seria

possível obter 300 W apenas com os painéis instalados no INEP. Dessa forma alguns painéis, temporariamente emprestados, foram associados com os que já existiam.

Apesar de serem de fabricantes diferentes, quando estes painéis são associados apresentam uma curva característica semelhante àquela vista na Fig. 1.2 (Capítulo 1).

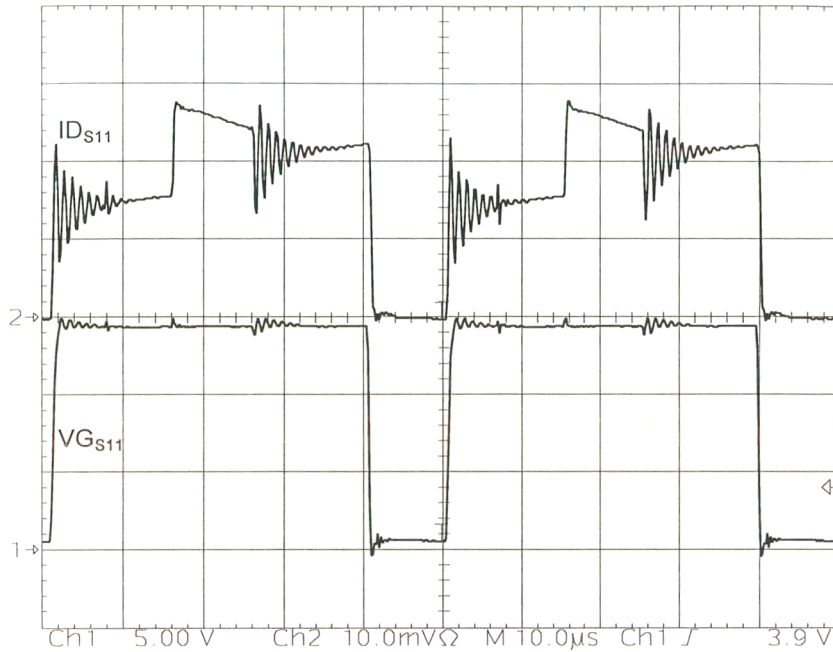


Fig. 4.2: Tensão de gatilho e corrente de dreno do interruptor  $S_{11}$  (conversor push-pull).

Escalas: 5 V/div; 10 A/div; 10  $\mu$ s/div.

A Fig. 4.2 mostra o sinal de comando de um interruptor do conversor push-pull e a correspondente corrente neste interruptor. Nota-se que, devido em parte às indutâncias de dispersão do transformador e às capacitâncias parasitas e em parte à recuperação reversa dos diodos do secundário, a corrente nos interruptores apresenta uma pequena oscilação amortecida de alta frequência (muito maior que a frequência de chaveamento que é 20 kHz).

Esta oscilação causa um aquecimento adicional nos interruptores  $S_{11}$  e  $S_{12}$  devido ao aumento da corrente eficaz. Apesar desta ondulação não ser muito acentuada acredita-se que este aumento de temperatura possa diminuir o rendimento do conversor push-pull provocado pelo aumento de  $R_{DS(on)}$  dos MOSFETs.

A Fig. 4.3 mostra a tensão e a corrente em um dos interruptores do conversor push-pull. Observa-se o pico de tensão que aparece no interruptor no instante de sua abertura. Este pico

de tensão é controlado com a escolha correta dos componentes do grameador de tensão (Capítulo 2) sendo responsável por uma perda considerável de energia no resistor  $R_s$  (Fig. 2.6 no segundo capítulo).

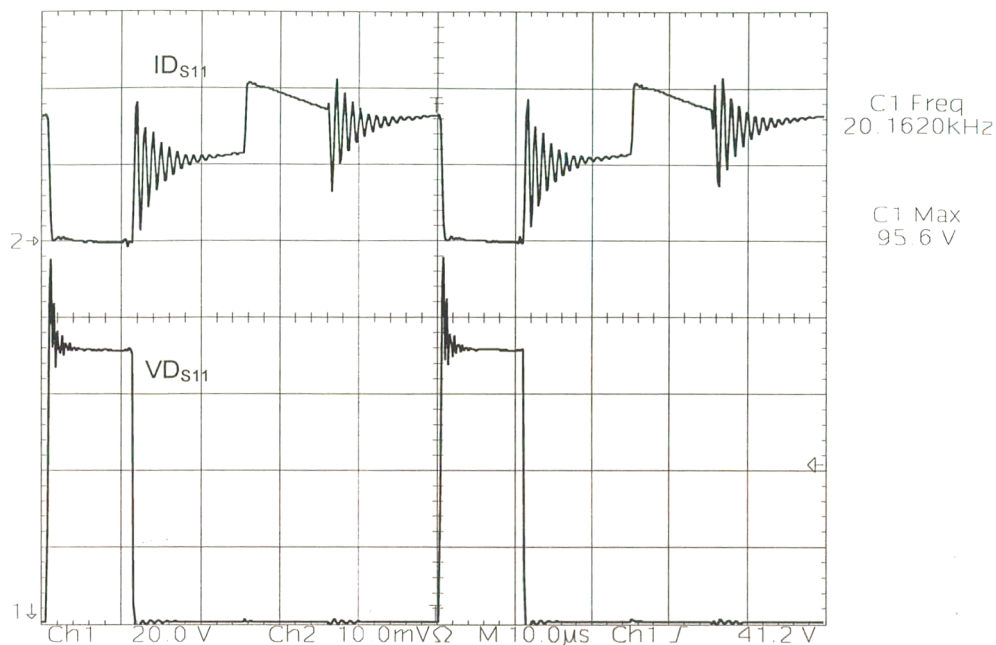


Fig. 4.3: Tensão e corrente de dreno no interruptor  $S_{11}$  (conversor push-pull).

Escalas: 20 V/div; 10 A/div; 10 µs/div.

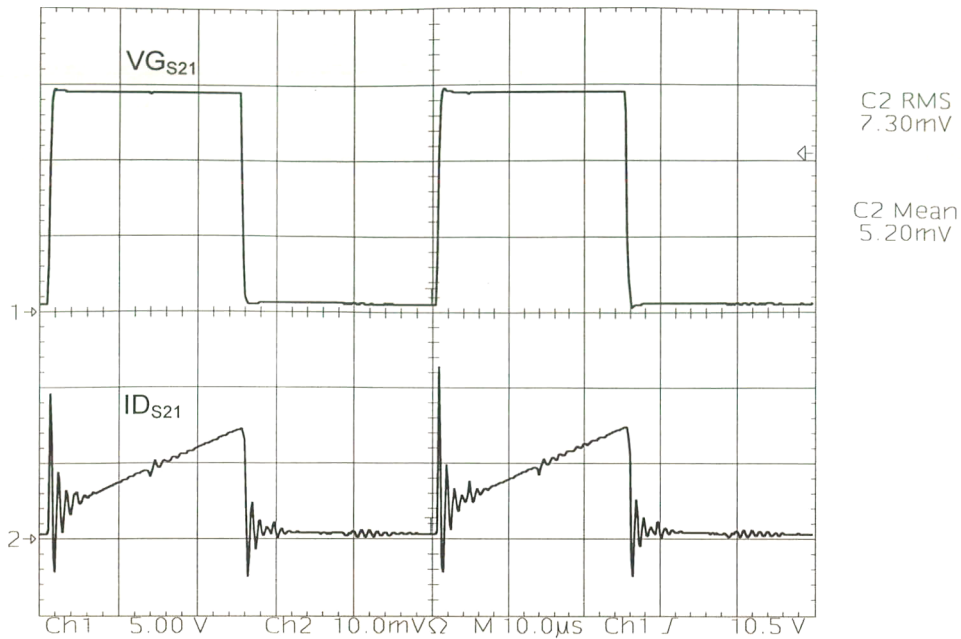


Fig. 4.4: Tensão no gatilho e corrente de dreno do interruptor  $S_{21}$  (conversor buck).

Escalas: 5 V/div; 1 A/div; 10  $\mu$ s/div.

A Fig. 4.4 apresenta a tensão de gatilho do interruptor buck e a sua corrente correspondente. É possível constatar que no início da condução do interruptor ocorrem picos de corrente com valores superiores a 2 A. Estes picos são causados pela recuperação reversa do diodo buck ( $D_{21}$ ) e não chegam a ser prejudiciais ao interruptor pois têm duração muito curta e pequena área total.

A Fig. 4.5 mostra a tensão e a corrente de dreno no interruptor buck.

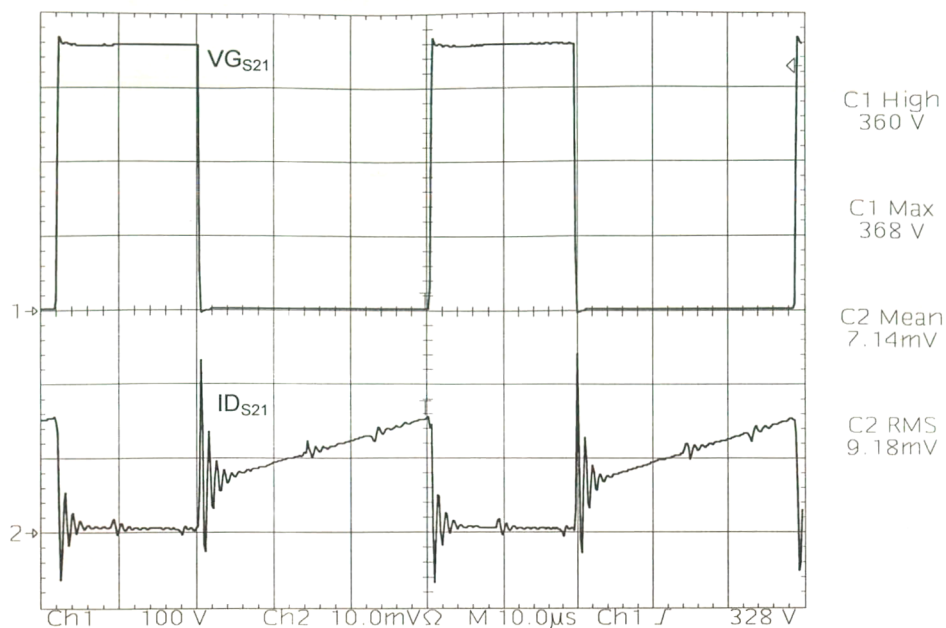


Fig. 4.5: Tensão e corrente de dreno no interruptor  $S_{21}$  (conversor buck).

Escalas: 100 V/div; 1 A/div; 10  $\mu s$ /div.

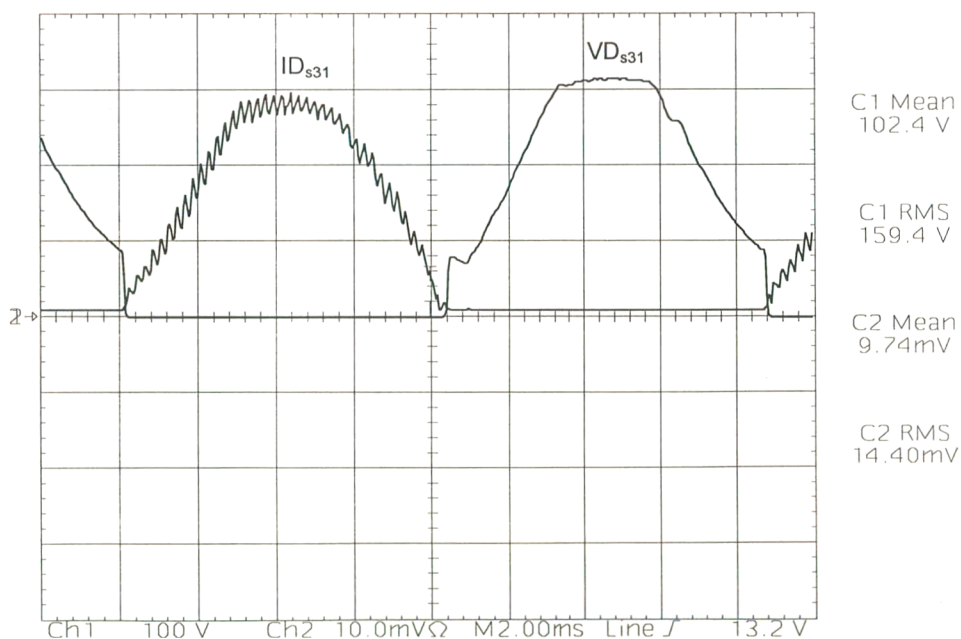


Fig. 4.6: Tensão e corrente de dreno no interruptor  $S_{31}$  (Inversor de corrente).

Escalas: 100 V/div; 0,5 A/div; 2 ms/div.



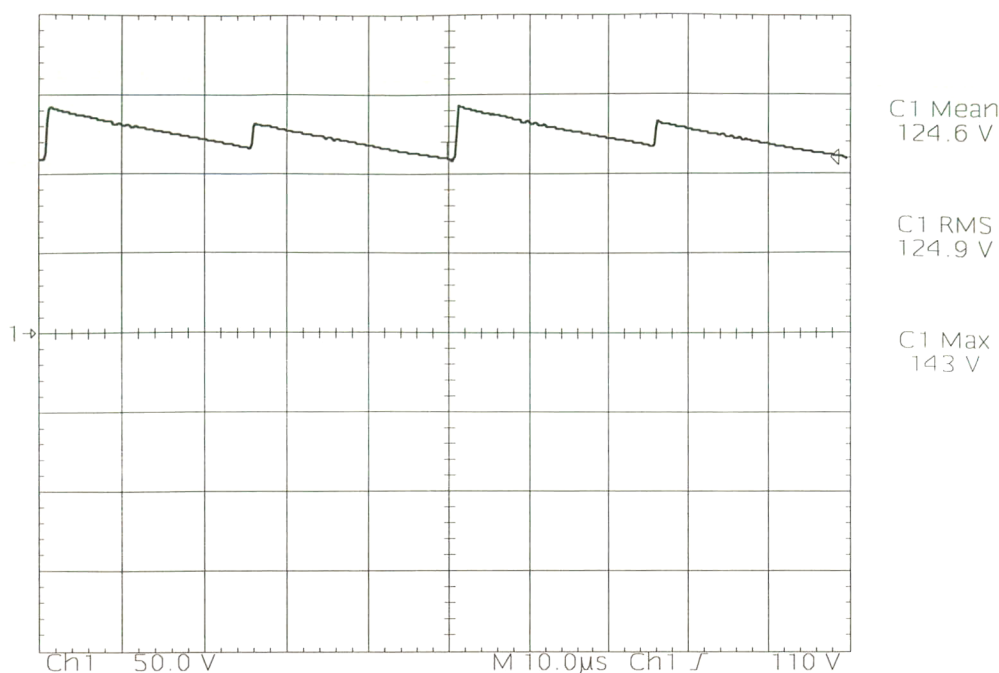


Fig. 4.7: Tensão no capacitor Cs.  
(grampeador de tensão dos interruptores do push-pull).

Escalas: 50 V/div; 10  $\mu$ s/div.

Na Fig. 4.6 observa-se a tensão e a corrente num interruptor do inversor de corrente.

A frequência de operação é exatamente a frequência da rede elétrica comercial.

A Fig. 4.7 mostra a tensão do capacitor do grampeador de tensão dos interruptores do conversor push-pull.

É possível notar um desequilíbrio nas indutâncias de dispersão do transformador TR<sub>1</sub> (transformador push-pull). Os degraus mais acentuados correspondem à abertura do interruptor conectado ao enrolamento de maior indutância de dispersão.

O equilíbrio nas indutâncias de dispersão nos transformadores com derivação central só é conseguido com uma construção muito rigorosa deste transformador.

Felizmente, a indutância de dispersão não é um ponto crítico para o funcionamento do conversor push-pull.

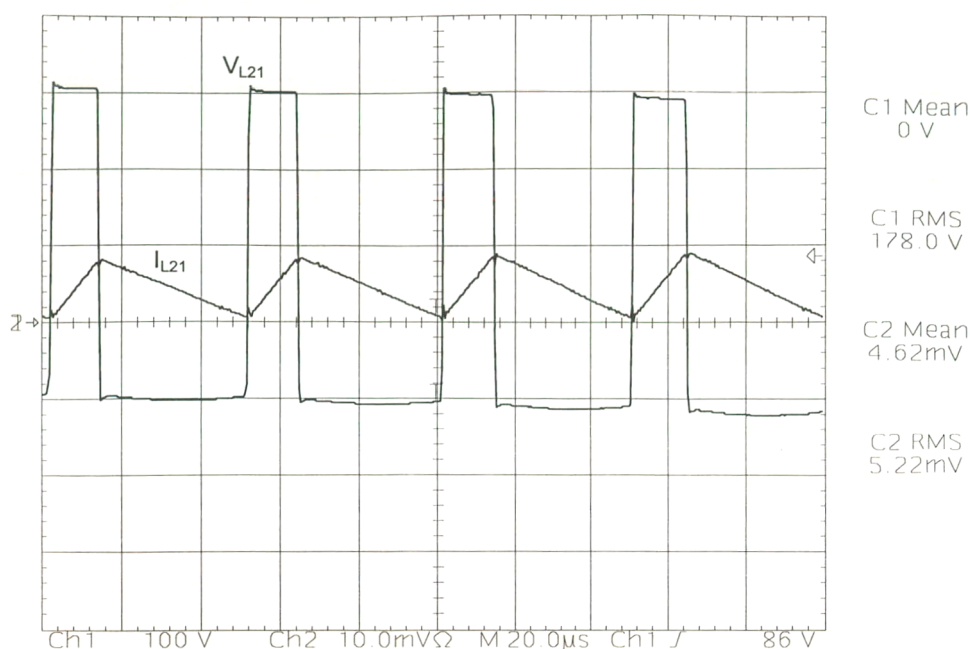


Fig. 4.8: Tensão e corrente no indutor  $L_{21}$  (conversor buck)

Escalas: 100 V/div; 1 A/div; 20  $\mu$ s/div

A Fig. 4.8 apresenta a tensão e a corrente no indutor do conversor buck.

Observa-se que a tensão média em cada período de chaveamento é praticamente igual a zero. No laboratório também observou-se que a tensão média em cada semi-período da rede (1/120 Hz) também é zero. Esta constatação, que a primeira vista parece óbvia, indica que o controle por corrente média está realizando a modulação senoidal corretamente sem que ocorra acúmulo crescente de energia no indutor a cada período.

Observando-se a corrente no indutor percebe-se que existe quase uma condução crítica. Isto acontece no início e no final de cada semi-período da rede onde os valores de corrente através do indutor são pequenos podendo inclusive existir condução descontínua.

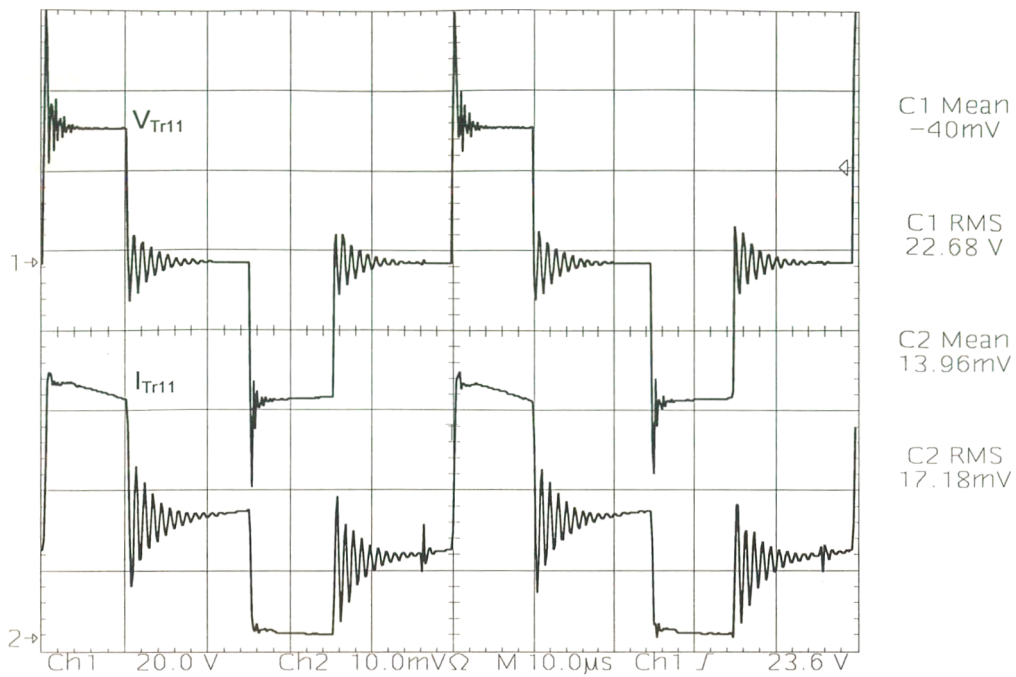


Fig. 4.9: Tensão e corrente no primário do transformador  $Tr_{11}$  (conversor push-pull).

Temperatura externa do transformador: 54,0 °C.

Temperatura ambiente 25,3 °C.

Escalas: 20 V/div; 5 A/div; 10 μs/div.

A Fig. 4.9 apresenta a tensão e a corrente no primário do transformador do conversor push-pull.

A tensão média sobre este enrolamento é praticamente zero indicando o equilíbrio nos tempos de condução dos dois interruptores.

Nota-se, tanto na tensão quanto na corrente, a ondulação criada pelas não idealidades do transformador e dos diodos retificadores.

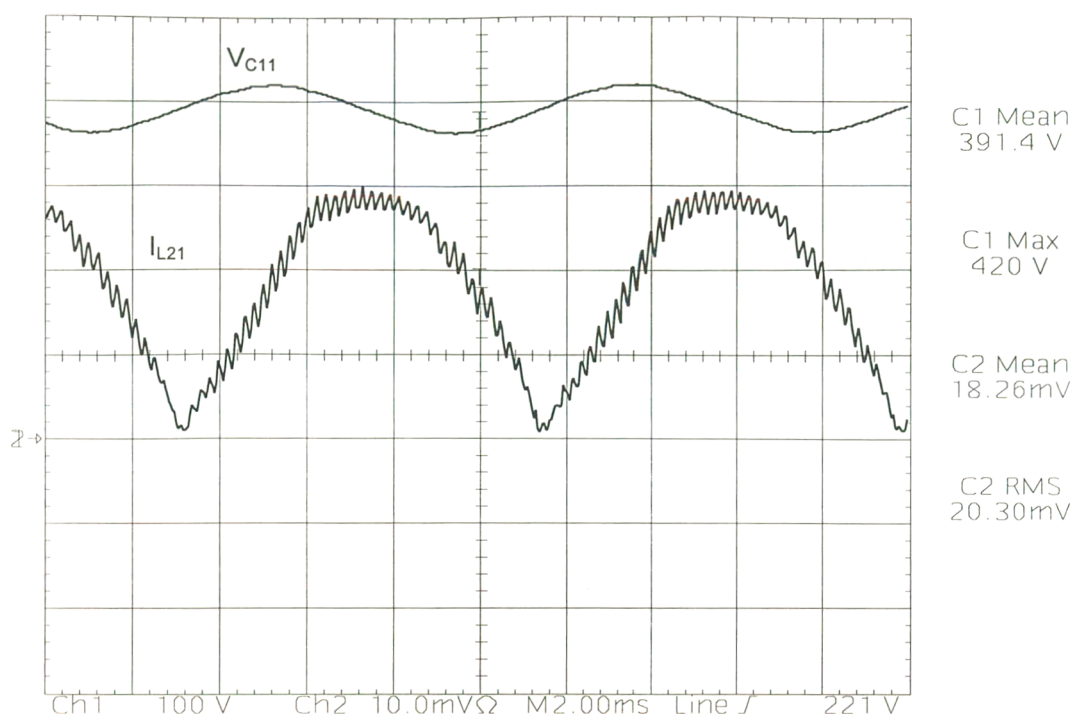


Fig. 4.10: Tensão no capacitor  $C_{11}$  (conversor push-pull).

e corrente no indutor  $L_{21}$  (conversor buck).

Escalas: 100 V/div; 0,5 A/div; 2 ms/div.

A Fig. 4.10 apresenta a tensão no capacitor de saída do conversor push-pull e a corrente no indutor buck.

Esta aquisição foi feita em baixa frequência para se observar como a corrente, que é variável e imposta pelo conversor buck, causa uma ondulação na tensão do capacitor de saída do conversor push-pull.

Esta ondulação se propaga para o primário do transformador e deste para os painéis.

É possível compreender agora como o conversor push-pull responde às variações de carga produzidas pelos estágios posteriores e pelos painéis.

Imaginando que os painéis estejam fornecendo uma certa quantidade de energia com tensão e corrente constante e a partir de um determinado instante aumente a incidência de radiação solar, a tensão nos terminais dos painéis, ou seja, na entrada do push-pull aumentará. A tensão na saída deste conversor também tenderá a aumentar, porém o controle do 3854 forçará a tensão a permanecer inalterada drenando mais corrente do capacitor  $C_{11}$  aumentando dessa forma a corrente injetada na rede elétrica comercial.

Com o aumento da corrente drenada do capacitor  $C_{11}$  a tensão sobre este começa a decrescer. Se esta tensão decresce, a derivada da corrente no indutor  $L_{11}$  do conversor push-pull diminui nos intervalos de descarga de energia deste indutor ( $\Delta t_d$ ), fazendo com que a curva de descida seja menos inclinada. Para melhor compreensão é interessante observar as Figs. 2.2 e 2.4 no capítulo 2.

Se a derivada diminui, o valor mínimo desta corrente aumenta fazendo com que seu valor médio aumente, enviando mais energia ao capacitor  $C_{11}$ , compensando o decrescimento da tensão.

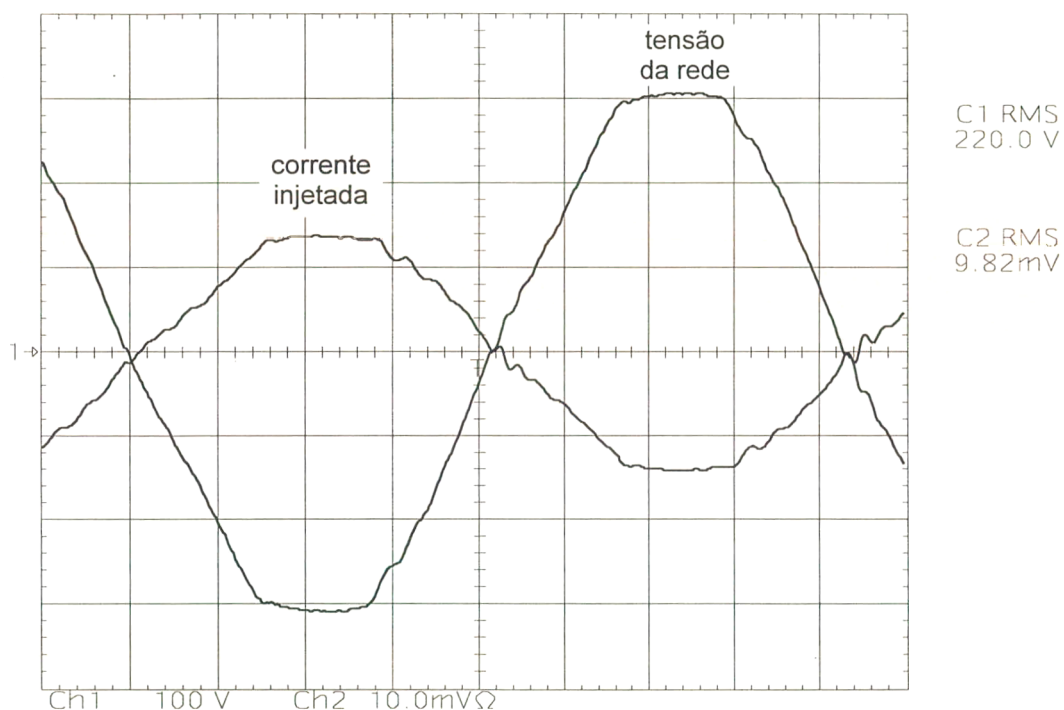


Fig. 4.11: Tensão da rede comercial e corrente enviada para a rede.

Escala: 100 V/div; 1 A/div; 2 ms/div.

Data da aquisição: 27/10/98.

Finalmente, a Fig. 4.11 apresenta a tensão da rede comercial e a corrente que é injetada na rede. Pode-se observar a corrente defasada de  $180^\circ$  em relação a tensão da rede indicando o fornecimento de potência.

A forma de onda da corrente segue em detalhes a forma de onda da tensão da rede, logo, é importante que a tensão não seja distorcida em excesso para que a corrente injetada também não seja.



No próximo item é feita a análise harmônica da corrente e da tensão para observar-se maiores detalhes.

#### 4.4. Análise harmônica e rendimento do sistema

Uma análise harmônica da tensão da rede e da corrente injetada na rede foi feita até a 49ª harmônica mostrando os resultados nas Figs. 4.12 e 4.13.

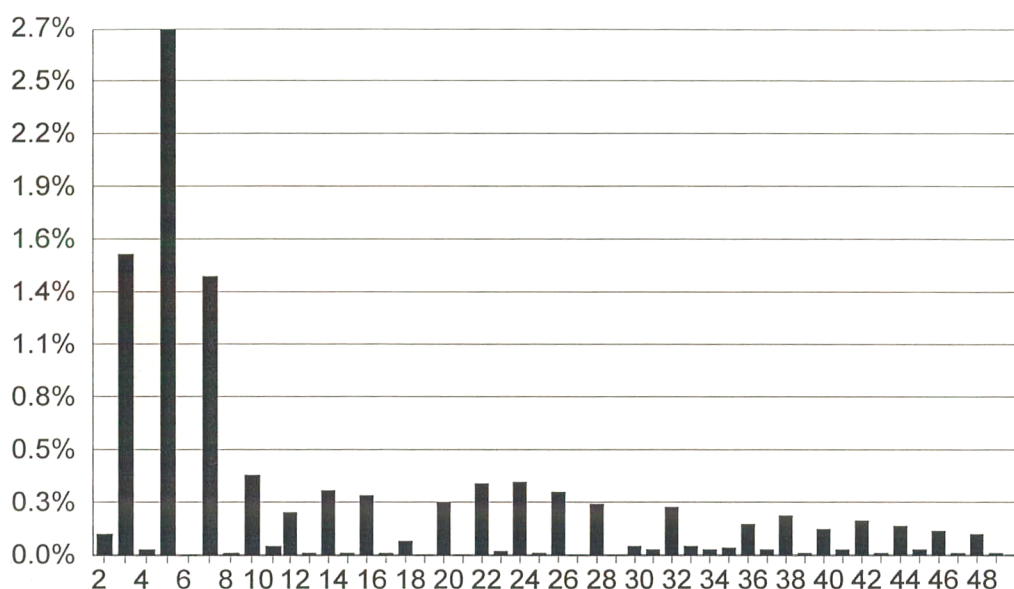


Fig. 4.12: Análise harmônica da tensão da rede.

DHT = 3,69 %.

Data da aquisição: 27/10/98.

No momento da aquisição a tensão da rede estava com uma distorção harmônica total (DHT) de 3,69 % e a corrente apresentou uma DHT de 4,89 % com uma defasagem de 5° atrasados em relação a tensão.

Para valores menores de potência a distorção e a defasagem tiveram poucas variações. Pôde-se notar que para tensões menos distorcidas a corrente apresentou menos distorções. Outras medições realizadas anteriormente mostraram que a distorção da corrente é proporcional à distorção da tensão.

Isto não poderia ser diferente pois o sistema foi projetado para produzir uma corrente

com o mesmo formato da tensão. Se a tensão apresenta uma distorção causada, por exemplo, pela 5ª harmônica, a corrente também apresentará esta distorção.

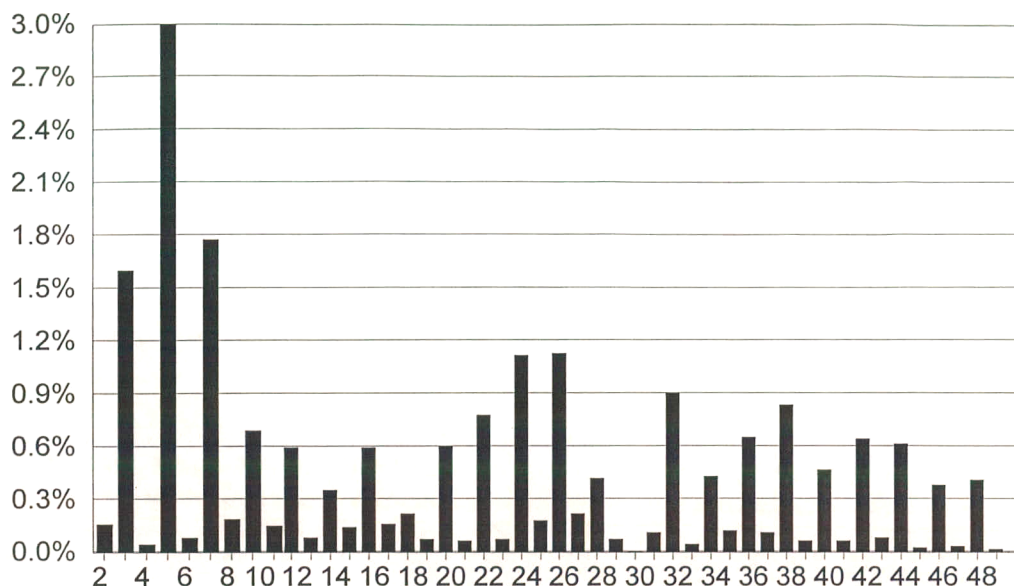


Fig. 4.13: Análise harmônica da corrente entregue à rede.

DHT = 4,89 %, fase = -175°.

Data da aquisição: 27/10/98.

O rendimento do sistema alcançou um valor máximo de 82 %. Este rendimento não é excelente para um sistema com o propósito de tratamento de energia solar fotovoltaica. Os painéis fotovoltaicos utilizados neste trabalho apresentam um rendimento máximo de 14 %, então é interessante que haja um conversor eficiente para o tratamento desta energia de forma a não aumentar ainda mais os custos da instalação fotovoltaica.

Porém, como atingir altos rendimentos com este sistema era uma meta secundária, não foram utilizados nem técnicas de comutação suave nem circuitos grampeadores de tensão mais elaborados e complexos.

Dos três conversores o push-pull é o que apresenta menor eficiência ficando o rendimento em 88 % no máximo. A alta corrente envolvida ( $\cong 25$  A) produz sensível aquecimento nos interruptores, no transformador e até nos condutores do circuito de potência deste conversor, sendo esta etapa a mais crítica do sistema no que concerne ao rendimento. A

partir do secundário, onde a tensão é alta e a corrente é mais baixa, o aquecimento nos componentes e condutores é praticamente imperceptível.

Como já foi mencionado, o circuito de grampeamento de tensão nos interruptores  $S_{11}$  e  $S_{12}$  também produz perdas de energia contribuindo para a diminuição do rendimento.

#### 4.5. Perspectivas para trabalhos posteriores

O conhecimento adquirido com a realização deste trabalho permite que se faça uma avaliação do sistema e se tenha uma base mais consistente para determinar em que direção devem ser concentrados esforços na continuidade do estudo do aproveitamento da energia solar fotovoltaica.

Não há dúvida que topologias que apresentem maior rendimento na conversão da energia elétrica são preferidas pois conversores eficientes permitem a obtenção de potências maiores com menos painéis.

Como os painéis fotovoltaicos são, sem dúvida, os componentes mais caros do sistema, qualquer investimento na melhoria do rendimento dos conversores será menor do que a economia obtida com os painéis alimentando sistemas de alto rendimento, para uma mesma potência.

O estudo de novas topologias bem como o emprego de técnicas de comutação suave deve ser levado em consideração com o objetivo de desenvolver conversores mais eficientes e adaptados às condições impostas pelos painéis fotovoltaicos, não esquecendo que o custo é um fator básico para a disseminação dos sistemas fotovoltaicos.

Por outro lado estudos sobre a conexão dos painéis devem ser realizados a fim de otimizar a conversão da energia. Por exemplo, ao invés de obter 300 W a 12 V x 25 A se poderia conectar em série e obter 300 W a 24 V x 12,5 A, diminuindo-se a corrente e as perdas por condução. Porém, a corrente máxima de um conjunto de painéis em série pode ser limitada pelo painel de menor corrente inviabilizando o aproveitamento total dos painéis.

O desenvolvimento de circuitos de perseguição do ponto de máxima potência (*mpp*) tem sido abordado em diversos trabalhos internacionais. Todavia as soluções encontradas que são mais eficientes são também as mais complexas e caras.

O *mpp* permite que seja extraída a máxima potência de um determinado painel fotovoltaico. Caso os parâmetros variem, como por exemplo a temperatura e/ou a insolação, o

controle de *mpp* se adapta para extrair a máxima potência possível para as novas condições.

Atualmente algumas empresas concentram suas pesquisas nos chamados “painéis CA”, já citados no capítulo 1. Os painéis CA são na verdade painéis fotovoltaicos com um inversor acoplado de forma que cada painel funciona como um pequeno gerador de energia elétrica enquanto houver energia solar disponível. Podem ser conectados diretamente a uma tomada de energia elétrica e permanecerem conectados 24 horas por dia já que apresentam um consumo muito baixo na ausência de sol.

A instalação destes módulos é simples bastando fixá-los em qualquer telhado, fachada ou até mesmo janela, conectando-os à tomada mais próxima.

O custo, em dezembro de 1998, de um painel CA de 110 Wp com rendimento máximo de 92,5 % era de aproximadamente US\$ 900,00 nos EUA.



## 4.6. Conclusão

Neste capítulo foram descritos os aspectos práticos da interligação dos estágios que compõem o sistema de co-geração de energia a partir de painéis fotovoltaicos, observadas e analisadas as formas de onda obtidas no laboratório e alguns detalhes construtivos do protótipo.

O comportamento dos conversores, das malhas de controle e do sistema completo está de acordo com os resultados encontrados nas simulações do segundo e do terceiro capítulo.

Pôde-se observar também os resultados da análise harmônica e rendimento do sistema. A distorção harmônica da corrente em relação a tensão foi muito baixa, apresentando bons resultados.

Quanto ao rendimento o sistema apresentou resultados satisfatórios já que se tem três conversores em série cada qual com um rendimento inerente a própria natureza do conversor. É possível obter uma melhora da eficiência do conversor push-pull, que apresentou menor rendimento, com modificações na topologia do circuito de grampeamento da tensão nos interruptores, nos condutores do circuito de potência, na construção do transformador  $Tr_{11}$  e nos próprios interruptores.

As perspectivas para novas pesquisas foram colocadas. Como exemplo foram citados os painéis CA que já podem ser encontrados comercialmente.

É pertinente lembrar que a área de energia fotovoltaica apresenta um horizonte em franca expansão com novas idéias surgindo a cada momento.



## CONCLUSÃO GERAL

O sistema de co-geração de energia elétrica a partir de painéis fotovoltaicos estudado neste trabalho mostrou várias qualidades que os sistemas dessa natureza apresentam, podendo ser visto como uma fonte de energia alternativa econômica e ecologicamente viável para o futuro próximo.

Entre as características positivas pode-se citar a robustez, a isolamento natural entre os painéis e a rede comercial propiciada pelo transformador do conversor push-pull, a baixa distorção harmônica da corrente injetada na rede, ausência de baterias (pouca manutenção) iniciando o funcionamento com valores mínimos de insolação e estratégia de controle simples.

Um dos fatores que dificultariam a utilização em larga escala do sistema estudado neste trabalho é a quantidade considerável de interruptores MOSFET utilizados. São sete interruptores no total que elevam o custo final do sistema, isto sem considerar o custo dos painéis fotovoltaicos que apesar de ser decrescente ainda é alto se comparado aos outros componentes do sistema.

A operação silenciosa, sem emissão de gases ou resíduos poluentes, a baixa manutenção requerida aliada à facilidade de instalação, a possibilidade de perfeita integração com o meio urbano sem necessidade de espaço extra, reduzindo os investimentos em transmissão de energia elétrica, são apenas algumas vantagens dos sistemas de co-geração de pequeno porte.

Aliando-se a exaustão de algumas fontes de energia atuais à impossibilidade de se explorar outras fontes de energia devido a questões ecológicas tem-se, para o futuro próximo, uma perspectiva em que explorar fontes de energia não poluentes torna-se uma questão vital para o desenvolvimento da humanidade.

Os EUA e a Europa estão concentrando esforços na pesquisa destas fontes de energia de forma que a produção mundial de componentes ligados à área fotovoltaica cresceu 43% no ano de 1997.

O domínio da tecnologia envolvida na geração direta de energia elétrica a partir do sol tem importância estratégica para o Brasil, que apresenta regiões extremamente favoráveis ao aproveitamento da energia solar ao mesmo tempo que apresenta uma carência de energia elétrica nestas regiões.

Para que usuários potenciais tomem conhecimento do valor desta fonte de energia é necessário que este assunto alcance um nível maior de disseminação. Este trabalho também

tem esse objetivo.

A crescente demanda global por energia e a importância do impacto das políticas energéticas sobre a sociedade e o meio ambiente criam a necessidade de se optar por uma fonte de energia que possa servir de base para um desenvolvimento sustentável.

A energia solar pode representar uma solução para parte dos problemas de escassez energética que abala o mundo pois o Sol é uma fonte de energia limpa e abundante que se renova a cada amanhecer.

## ANEXO 1 - CÁLCULOS MATEMÁTICOS

### Conversor Push-Pull Alimentado em Corrente

#### Projeto da etapa de potência - Condução Contínua

Dados:

$$P_i = 300 \text{ W} \quad V_i = 400 \text{ V} \quad V_p = 12 \text{ V} \quad f_s = 20 \cdot 10^3 \text{ Hz}$$

#### Cálculos:

Corrente na carga

$$I_i = \frac{P_i}{V_i} \quad I_i = 0,75 \text{ A}$$

Relação de Transformação

$$a = \frac{V_p}{V_i} \quad a = 0,03$$

Tensão de saída referida ao primário:

A tensão de saída referida ao primário deve ser maior do que a tensão de entrada do conversor. Para que isto aconteça aumenta-se a relação de transformação ( $a$ ).

$$a = 0,1 \quad E_{rp} = a \cdot V_i \quad E_{rp} = 40 \text{ V}$$

$E_{rp}$  é a tensão de saída referida ao primário

Razão Cíclica

$$D = 1 - \frac{V_p}{E_{rp}} \quad D = 0,7$$

#### Indutor de entrada

Corrente média no indutor

$$I_{Lmed} = I_i \cdot \frac{V_i}{V_p} \quad I_{Lmed} = 25 \text{ A}$$

Define-se a ondulação da corrente de entrada em 10 % da corrente máxima do indutor por ser um valor aceitável para este conversor.

$$\Delta I_L = 0,1 \cdot I_{Lmed} \quad \Delta I_L = 2,5 \text{ A}$$

Ondulação de corrente pequena significa menos perdas por condução nos

semicondutores ( $I_{ef}$  menor).

$$L = \frac{V_p \cdot D}{2 \cdot f_s \cdot \Delta I_L} \quad L = 8,4 \cdot 10^{-5} \text{ H}$$

#### Capacitor de filtragem ( $C_{11}$ )

Situa-se a ondulação da tensão de saída ( $\Delta V_o$ ) entre 0,1 a 0,2 % da tensão de saída do conversor push-pull. Quanto mais estável for esta tensão melhor será a operação do estágio seguinte, o conversor buck.

$$\Delta V_i = \frac{0,15}{100} \cdot V_i \quad \Delta V_i = 0,6 \text{ V} \quad (\text{Ondulação de tensão de } 0,15\% \text{ da tensão de saída})$$

$$C_{11} = \frac{I_i}{2 \cdot f_s \cdot \Delta V_i} \quad C_{11} = 3,125 \cdot 10^{-5} \text{ F}$$

### **Esforços nos componentes**

#### Indutor

Corrente média

$$I_{Lmed} = 25 \text{ A}$$

Corrente de pico

A corrente de pico no indutor é igual a corrente de pico nos interruptores.

$$I_M = \frac{I_i}{a \cdot (1-D)} + \frac{V_p \cdot D}{4 \cdot f_s \cdot L} \quad I_M = 26,25 \text{ A} \quad (\text{Corrente de pico nos interruptores})$$

$$I_{Lp} = I_M \quad I_{Lp} = 26,25 \text{ A}$$

#### Interruptores

Corrente média

$$I_{med_{S12}} = \frac{I_i}{2 \cdot a \cdot (1-D)} \quad I_{med_{S12}} = 12,5 \text{ A}$$

Corrente eficaz

$$I_{ef_{S12}} = \frac{I_i}{2 \cdot a \cdot (1-D)} \cdot \sqrt{2-D} \quad I_{ef_{S12}} = 14,252 \text{ A}$$

Corrente de pico

$$I_{p_{S12}} = I_M \quad I_{p_{S12}} = 26,25 \text{ A}$$

Tensão de pico

$$V_{p_{S12}} = 2 \cdot E_{rp} \quad V_{p_{S12}} = 80 \text{ V}$$

### Diodos

Corrente média

$$I_{med_{D12}} = \frac{I_i}{2} \quad I_{med_{D12}} = 0,375 \text{ A}$$

Corrente eficaz

$$I_{ef_{D12}} = a \cdot \sqrt{\frac{I_i^2}{a^2 \cdot (1-D)^2} + \frac{1}{3} \cdot \left( \frac{D \cdot V_p}{4 \cdot f_s \cdot L} \right)^2 \cdot \frac{1-D}{2}} \quad I_{ef_{D12}} = 2,5 \text{ A}$$

Corrente de pico

$$I_{p_{D12}} = a \cdot I_M \quad I_{p_{D12}} = 2,625 \text{ A}$$

Tensão de pico

$$V_{p_{D12}} = 2 \cdot V_i \quad V_{p_{D12}} = 800 \text{ V}$$

Transformador (Os valores para o transformador são idênticos aos dos interruptores)

Corrente média

$$I_{med_{Tprim12}} = I_{med_{S12}} \quad I_{med_{Tprim12}} = 12,5 \text{ A}$$

Corrente eficaz

$$I_{ef_{prim12}} = I_{ef_{S12}} \quad I_{ef_{Tprim12}} = 14,252 \text{ A}$$

Corrente de pico

$$I_{p_{Tprim12}} = I_{p_{S12}} \quad I_{p_{Tprim12}} = 26,25 \text{ A}$$

Tensão de pico

$$V_{p_{Tprim12}} = V_{p_{S12}} \quad V_{p_{Tprim12}} = 80 \text{ V}$$



### Construção do indutor de entrada

$k_w = 0,7$  Fator de enrolamento

$B_{max} = 0,25$  Fluxo máximo [T]

$J_{max} = 350$  Densidade de corrente máxima [ $A/cm^2$ ]

$$A_e A_w = \frac{L \cdot I_{Lp}^2 \cdot 10^4}{k_w \cdot B_{max} \cdot J_{max}} \quad A_e A_w = 9,45 cm^4$$

$A_e$  é a área efetiva da perna central;

$A_w$  é a área da janela (onde é colocado o enrolamento).

Para o valor de  $A_e A_w$  requerido podemos utilizar o núcleo E-65/26 que tem

$$A_e = 5,32 cm^2 \quad e \quad A_w = 3,7 cm^2$$

$$A_e A_w = 19,684 cm^4$$

Número de espiras

$$N_{spind} = \frac{L \cdot I_{Lp} \cdot 10^4}{B_{max} \cdot A_e} \quad N_{spind} = 17 \text{ voltas}$$

Bitola do fio e número de condutores

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} \quad \Delta = 0,053 cm \quad \rightarrow \quad \text{Profundidade de penetração}$$

$$diam = 2 \cdot \Delta \quad diam = 0,106 cm$$

Consultando uma tabela de fios procura-se o diâmetro imediatamente superior a  $diam$ , que resulta no fio 18 AWG que tem diâmetro de 0,11 cm e área de  $S_{fioelem} = 0,00823 cm^2$ .

Número de condutores em paralelo

$$S_{cuind} = \frac{I_{Lmed}}{J_{max}} \quad S_{cuind} = 0.071$$

$$N_{fiosind} = \text{ceil} \left( \frac{S_{cuind}}{S_{fioelem}} \right) \quad N_{fiosind} = 9 \text{ fios}$$

Possibilidade de execução

$$k_u = \frac{N_{fiosind} \cdot N_{spind} \cdot S_{fioelem}}{A_w} \quad k_u = 0,34$$

$k_u$  deve ser menor ou igual a 0,4 para que o indutor possa ser construído

Cálculo do entreferro

$$\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$$

$$l_g = \frac{N_{spind} \cdot \mu_0 \cdot A_e}{L} \cdot 10^{-1} \quad l_g = 2,3 \text{ mm}$$

### Construção do transformador Push-Pull

$$k_w = 0,4 \quad (\text{utiliza-se, geralmente, } k_w = 0,4 \text{ para transformadores})$$

$$k_p = 0,25 \quad (k_p \text{ é o fator de utilização do primário (0,25 para transf. Push)})$$

$$\Delta B = 0,25 \quad \text{Fluxo máximo [T]}$$

$$J_{max} = 350 \quad \text{Densidade de corrente máxima [A/cm}^2\text{]}$$

$$A_e A_w = \frac{3 \cdot P_o \cdot D \cdot 10^4}{k_w \cdot k_p \cdot J_{max} \cdot \Delta B \cdot f_s} \quad A_e A_w = 36 \text{ cm}^4$$

Para este valor de  $A_e A_w$  temos o núcleo E-65/39, cujo valores são:

$$A_e = 7,98 \text{ cm}^2 \quad A_w = 3,7 \text{ cm}^2$$

$$A_e A_w = 29,526 \text{ cm}^4$$

Número de espiras:

$$N_{p1} = \text{ceil} \left( \frac{E_{rp} \cdot 10^4}{4 \cdot A_e \cdot \Delta B \cdot f_s} \right) \quad N_{p1} = 3 \text{ espiras}$$

$$N_{s1} = \text{ceil} \left( 1,1 \frac{V_i}{E_{rp}} N_{p1} \right) \quad N_{s1} = 33 \text{ espiras}$$

Bitola do fio e número de condutores

O condutor utilizado é o mesmo do indutor

Número de condutores em paralelo

Para um lado primário temos:

$$SCutrafprim = \frac{I_{ef_{T_{pri12}}}}{J_{max}} \quad SCutrafprim = 0,041$$

$$N_{fiosprim} = \text{ceil}\left(\frac{SCutrafprim}{S_{fioelem}}\right) \quad N_{fiosprim} = 5$$

Para um lado secundário temos:

$$SCutrafsec = \frac{I_{ef_{D12}}}{J_{max}} \quad SCutrafsec = 0.007$$

$$N_{fiosec} = \text{ceil}\left(\frac{SCutrafsec}{S_{fioelem}}\right) \quad N_{fiosec} = 1 \text{ fios}$$

Possibilidade de execução

$$K_u = \frac{2 \cdot (N_{p1} \cdot N_{fiosprim} + N_{s1} \cdot N_{fiosec}) \cdot S_{fioelem}}{A_w} \quad K_u = 0,214$$

ku deve ser menor ou igual a 0,4 para que o transformador possa ser construído.

## Conversor Buck

### Projeto da etapa de potência

Dados:

$$P_o = 250 \text{ W} \quad V_i = 400 \text{ V} \quad f_s = 20 \cdot 10^3 \text{ Hz}$$

#### Cálculos:

Definindo-se uma ondulação de corrente de 1,25 A no máximo, teremos uma pequena ondulação e uma indutância de valor relativamente baixo:

$$\Delta I_{L \text{ max}} = 1,25 \text{ A}$$

$$L = \frac{V_i}{4 \cdot f_s \cdot \Delta I_{L \text{ max}}} \quad L = 0,004 \text{ H}$$

O valor da corrente no indutor foi obtido através da simulação com o PSpice:

$$I_{Lef} = 1,5 \text{ A}$$

#### Construção do indutor de entrada

$$k_w = 0,7 \quad \text{Fator de enrolamento}$$

$$B_{\text{max}} = 0,25 \quad \text{Fluxo máximo [T]}$$

$$J_{\text{max}} = 350 \quad \text{Densidade de corrente máxima [A/cm}^2\text{]}$$

$$A_e A_w = \frac{L \cdot I_{Lef}^2 \cdot 10^4}{K_w \cdot B_{\text{max}} \cdot J_{\text{max}}} \quad A_e A_w = 1,469 \text{ cm}^4$$

Para o valor de  $A_e A_w$  requerido podemos utilizar o núcleo E-42/15 que tem

$$A_e = 1,81 \text{ cm}^2 \quad e \quad A_w = 1,57 \text{ cm}^2$$

$$A_e A_w = 2,842 \text{ cm}^4$$

Número de espiras

$$N_{spind} = \text{ceil} \left( \frac{L \cdot I_{Lef} \cdot 10^4}{B_{max} \cdot A_e} \right) \quad N_{spind} = 133 \text{ espiras}$$

Bitola do fio e número de condutores

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} \quad \Delta = 0,053 \text{ cm} \quad (\text{Profundidade de penetração})$$

$$\text{diam} = 2 \cdot \Delta \quad \text{diam} = 0,106 \text{ cm}$$

Consultando uma tabela de fios procura-se o diâmetro imediatamente superior a diam , que resulta no fio 18 AWG cujo diâmetro é de 0,11 cm e área de  $S_{fioelem} = 0,00823 \text{ cm}^2$  .

Número de condutores em paralelo

$$S_{Cuind} = \frac{I_{Lef}}{J_{max}} \quad S_{Cuind} = 0,004$$

$$N_{fiosind} = \text{ceil} \left( \frac{S_{Cuind}}{S_{fioelem}} \right) \quad N_{fiosind} = 1 \text{ fios}$$

Possibilidade de execução

$$K_u = \frac{N_{fiosind} \cdot N_{spind} \cdot S_{fioelem}}{A_w} \quad K_u = 0,697$$

$k_u$  deveria ser menor ou igual a 0,4 para que o indutor pudesse ser construído, porém, na ausência de núcleo maior, dispensou-se atenção especial à construção deste componente de tal forma que, utilizando um carretel mais fino e enrolando-se manualmente as espiras foi possível a construção do indutor

Cálculo do entreferro

$$\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$$

$$lg = \frac{N_{spind}^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e}{L} \cdot 10^{-1} \quad lg = 1,006 \text{ mm}$$



## Conversor Buck

Projeto dos componentes para o CI 3854 e para simulação (PSpice e VisSim).

Modelo da chave PWM

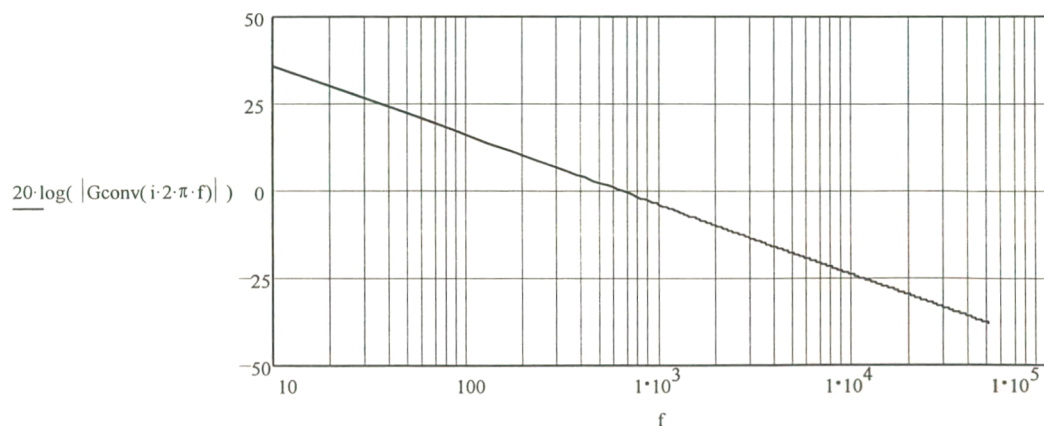
Dados:

$L = 4 \cdot 10^{-3} \text{ H}$	Indutância buck;
$V_i = 400 \text{ V}$	Tensão de entrada;
$r_{seL} = 0 \Omega$	Resistência série equivalente do indutor buck;
$f_s = 20 \cdot 10^3 \text{ Hz}$	Frequência de chaveamento do conversor buck;
$R_{sh} = 0,22 \Omega$	Sensor de corrente;
$V_p = 5,5 \text{ V}$	Tensão de pico da rampa de comparação do 3854.
$i = \sqrt{-1}$	$s = i \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_s$

Função de transferência do conversor:

$$G_{conv}(s) = \frac{R_{sh} \cdot V_i}{V_p \cdot L \cdot s}$$

$$f = 10,50 \dots 50000$$



Em 1/4 da frequência de chaveamento, ou seja, 5 kHz (Teoria de Sistemas Amostrados) o ganho é de:

$$G_{conv} = 20 \log(|G_{conv}(i \cdot 2\pi \cdot 5000)|) \quad G_{conv} = -17,902 \text{ dB}$$

Este será o ganho que o compensador deverá ter na faixa plana.

### Projeto do compensador de Corrente do 3854:

- Um dos pólos está na origem;
- A frequência do zero está posicionada em 2 kHz para permitir boa fidelidade em 120 Hz;
- O outro pólo deve estar uma década acima do zero. A frequência de cruzamento deve ser bem menor que a frequência de chaveamento;

Escolhendo-se:

$$f_z = 2 \cdot 10^3 \text{ Hz} \quad \text{e} \quad f_p = 10 \cdot f_z \quad \Rightarrow \quad f_p = 2 \cdot 10^4 \text{ Hz}$$

$$R_{507} = 4 \cdot 7 \cdot 10^3 \Omega \quad \text{tem-se que} \quad R_{508} = R_{507}$$

$$R_{509} = 10^{\frac{-G_{conv}}{20}} \cdot R_{508}$$

$$C_{508} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot R_{509}}$$

$$C_{507} = \frac{C_{508}}{(2 \cdot \pi \cdot f_p \cdot R_{509} \cdot C_{508} - 1)}$$

$$R_{507} = 4,7 \cdot 10^3 \Omega$$

$$R_{508} = 4,7 \cdot 10^3 \Omega$$

$$R_{509} = 3,691 \cdot 10^4 \Omega$$

$$C_{507} = 2,395 \cdot 10^{-10} \text{ F}$$

$$C_{508} = 2,156 \cdot 10^{-9} \text{ F}$$

### Projeto do compensador de Tensão (filtro passa-baixa) do 3854:

- O filtro deve possuir uma frequência de corte muito baixa com objetivo de evitar responder a ondulação de 120 Hz;

-  $V_{or}$  é a ondulação de tensão de saída do estágio anterior;

-  $V_{ref}$  é a tensão de referência do operacional do 3854;

-  $V_i$  é a tensão de entrada do conversor Buck;

-  $f_r$  é a frequência de ondulação da tensão de entrada;

-  $P_i$  é a potência de entrada do Buck;

-  $C_o$  é a capacitância do estágio anterior (C11).

$$V_{or} = 8 \text{ V}$$

$$V_{ref} = 7,5 \text{ V}$$

$$P_o = 250 \text{ W}$$

$$f_r = 120 \text{ Hz}$$

$$C_o = 33 \cdot 10^{-6} \text{ F}$$

$$V_i = 400 \text{ V}$$

Escolhendo-se

$$C_{505} = 120 \cdot 10^{-9} \text{ F} \quad \text{teremos} \quad R_{506} = \frac{10 \cdot V_{or} \cdot V_{ref}}{2 \cdot \pi \cdot f_r \cdot V_i \cdot C_{505}}$$

$$R_{506} = 1,658 \cdot 10^4 \Omega$$

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi} \sqrt{\frac{P_o \cdot V_{ref}}{V_i^2 \cdot V_{or} \cdot C_o \cdot R_{506} \cdot C_{505}}}$$

$$R_{505} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot C_{505}} \quad R_{505} = 5,579 \cdot 10^4 \Omega$$

### Projeto do filtro de saída $L_f C_f$ do inversor

Função de Transferência do filtro:

$$I_r = \frac{I_o}{(1 + s^2 \cdot L \cdot C)}$$

A frequência de ressonância ( $f_r$ ) é posicionada em 4500 Hz.

$$f_{res} = 4500 \text{ Hz}$$

$$L_f C_f = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot f_{res}^2} \quad L_f C_f = 1,251 \cdot 10^{-9} \text{ s}^2$$

Escolhendo-se uma indutância de

$$L_f = 2 \cdot 10^{-3} \text{ H} \quad \Rightarrow \quad C_f = \frac{1,251 \cdot 10^{-9}}{L_f} \quad C_f = 6,254 \cdot 10^{-7} \text{ F}$$

O valor comercial mais próximo é:

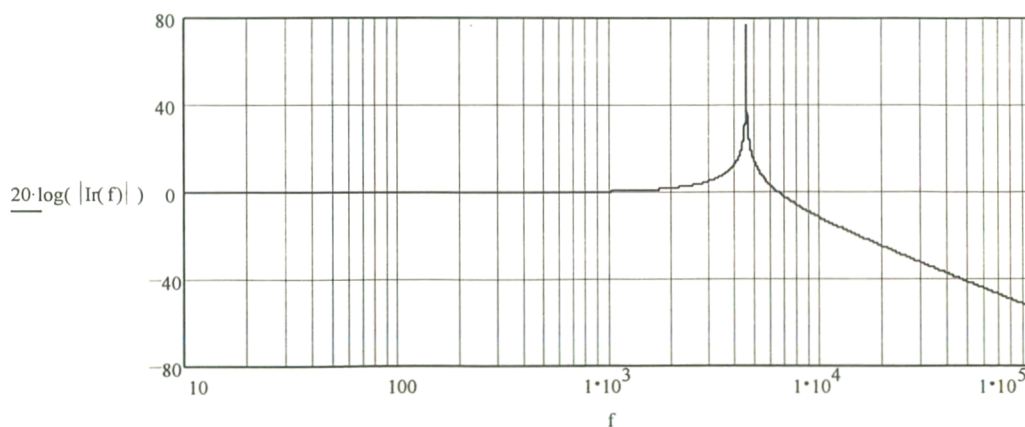
$$C_f = 620 \text{ nF}$$

Com estes valores pode-se traçar o diagrama de Bode para o filtro.

$$j = \sqrt{-1}$$

$$f = 10,20 \dots 100000 \text{ Hz}$$

$$I_r(f) = \frac{1}{1 + (j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f)^2 \cdot L_f \cdot C_f}$$



Para 60 Hz a atenuação é de

$$20 \log(|I_r(60)|) = 0,002 \text{ dB}$$

Para 20 kHz a atenuação é de

$$20 \log \left( \left| I_r(20 \cdot 10^3) \right| \right) = -25,382 \text{ dB}$$

$$I_{Lf} = 1,25 \text{ A}$$

$$f_s = 20 \cdot 10^3 \text{ Hz}$$

#### Construção do indutor $L_f$

$$K_w = 0,7 \quad \text{Fator de enrolamento;}$$

$$B_{\max} = 0,25 \quad \text{Fluxo máximo [T]}$$

$$J_{\max} = 400 \quad \text{Densidade de corrente máxima [A/cm}^2\text{]}$$

$$A_e A_w = \frac{L_f \cdot I_{Lf}^2 \cdot 10^4}{K_w \cdot B_{\max} \cdot J_{\max}} \quad A_e A_w = 0,446 \text{ cm}^4$$

Para o valor de  $A_e A_w$  requerido podemos utilizar o núcleo E-30/14 que tem

$$A_e = 1,20 \text{ cm}^2 \quad e \quad A_w = 0,85 \text{ cm}^2$$

$$A_e A_w = 1,02 \text{ cm}^4$$

Número de espiras

$$N_{\text{spind}} = \text{ceil} \left( \frac{L_f \cdot I_{Lf} \cdot 10^4}{B_{\max} \cdot A_e} \right) \quad N_{\text{spind}} = 84 \text{ espiras}$$

Bitola do fio e número de condutores

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} \quad \Delta = 0,053 \text{ cm} \quad (\text{Profundidade de penetração})$$

$$\text{diam} = 2 \cdot \Delta \quad \text{diam} = 0,106 \text{ cm}$$

Consultando uma tabela de fios procura-se o diâmetro imediatamente superior a diam, que resulta no fio 20 AWG que tem diâmetro de 0,081 cm e área de  $S_{\text{fioelem}} = 0,005176 \text{ cm}^2$ .



Número de condutores em paralelo

$$SCuind = \frac{IL_{fef}}{J_{max}} \quad SCuind = 0,003125 \text{ cm}^2$$

$$N_{fiosind} = \text{ceil}\left(\frac{SCuind}{S_{fioelem}}\right) \quad N_{fiosind} = 1 \text{ fios}$$

Possibilidade de execução

$$k_u = \frac{N_{fiosind} \cdot N_{espind} \cdot S_{fioelem}}{A_w} \quad k_u = 0,512$$

$k_u$  geralmente é menor ou igual a 0,4 para que o indutor possa ser construído.

Cálculo do entreferro

$$\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$$

$$lg = \frac{N_{espind}^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e}{L_f} \cdot 10^{-1}$$

$$lg = 0,532 \text{ mm}$$

## ANEXO 2 - LISTA DE COMPONENTES

### Lista de material do circuito de comando do conversor Push-Pull

Componente	Descrição
U401	CI 4047 - Monoestável/Astável
U402	CI 4528 - Monoestável dual
U403, U404	CI LM 311 - Comparador
T401, T403	Transistor PNP BC527
T402, T404, T405, T407	Transistor NPN 2N2222
T406, T408	Transistor PNP 2N2207
P401	Trimpot 100 k $\Omega$ multivoltas
P402, P403	Trimpot 2 k $\Omega$ multivoltas
C401	Capacitor 100 pF
C402, C403	Capacitor 39 pF
C404, C405	Capacitor 270 pF
C406, C407	Capacitor 33 nF
C408, C409	Capacitor 1nF
R401, R402	Resistor 27 k $\Omega$ $\frac{1}{8}$ W
R404, R406	Resistor 560 k $\Omega$ $\frac{1}{8}$ W
R405, R407	Resistor 15 k $\Omega$ $\frac{1}{8}$ W
R408, R411	Resistor 5,6 k $\Omega$ $\frac{1}{8}$ W
R409, R412	Resistor 1 k $\Omega$ $\frac{1}{8}$ W
R410, R413	Resistor 100 $\Omega$ $\frac{1}{8}$ W
R414, R415	Resistor 12 k $\Omega$ $\frac{1}{8}$ W
Z401, Z402, Z403, Z404	Diodo zener de 5,1V, $\frac{1}{2}$ W
Z405, Z406	Diodo zener de 15 V, 400 mW

### Lista de material do circuito de controle do conversor Buck

Componente	Descrição
U501, U502	Amplificador Operacional 741
U503	CI UC 3854 Unitrode
C501, C502, C503, C504	Capacitor 100 nF Poliéster
C512, C509, C515	Capacitor 100 nF Poliéster
C505	Capacitor 120 nF Poliéster
C506	Capacitor 120 pF Plate
C507	Capacitor 220 pF Cerâmico
C508	Capacitor 2,2 nF Poliéster
C510, C514	Capacitor 1 $\mu$ F Eletrolítico
P501	Trimpot 50 k $\Omega$ multivoltas

Lista de material do circuito de controle do conversor Buck (continuação)

Componente	Descrição
P502	Trimpot 20 k $\Omega$ multivoltas
R501	Resistor 560 k $\Omega$ $\frac{1}{8}$ W
R502, R503, R504, R511	Resistor 10 k $\Omega$ $\frac{1}{8}$ W
R505	Resistor 56 k $\Omega$ $\frac{1}{8}$ W
R506	Resistor 18 k $\Omega$ $\frac{1}{8}$ W
R507, R508	Resistor 4,7 k $\Omega$ $\frac{1}{8}$ W
R509	Resistor 39 k $\Omega$ $\frac{1}{8}$ W
R510	Resistor 2,2 k $\Omega$ $\frac{1}{8}$ W
R513	Resistor 22 k $\Omega$ $\frac{1}{8}$ W
R514	Resistor 68 k $\Omega$ $\frac{1}{8}$ W
R515	Resistor 18 k $\Omega$ $\frac{1}{8}$ W
R516	Resistor 100 k $\Omega$ $\frac{1}{8}$ W
R517	Resistor 1 M $\Omega$ $\frac{1}{8}$ W
R518	Resistor 1,2 M $\Omega$ $\frac{1}{8}$ W
Rsh	Resistor 0,22 $\Omega$ 1 W

Lista de material do circuito de isolamento do interruptor Buck

Componente	Descrição
U504, U506	CI 4049 - 6 buffers inversores
U505	CI HP 2601 Optoisolador
U507	Regulador de tensão 7805
T501, T502	Transistor NPN 2N2222A
T503	Transistor PNP 2N2907A
D501, D502	Diodo 1N4148
C516, C518, C520	Capacitor 100 nF Poliéster
C517	Capacitor 6,8 nF Poliéster
C519	Capacitor 1 nF Poliéster
R519, R520, R522	Resistor 1 k $\Omega$ $\frac{1}{8}$ W
R521	Resistor 3,9 k $\Omega$ $\frac{1}{8}$ W
R523	Resistor 820 $\Omega$ $\frac{1}{8}$ W
R524	Resistor 10 k $\Omega$ $\frac{1}{8}$ W
Z501	Diodo zener 15 V, 400 mW

## Lista de material do circuito de potência

Estágio	Componente	Descrição
Push-Pull	L11	Indutor de 85 mH, núcleo IP6 - Thornton
	S11, S12	Dois MOSFET's associados em paralelo $V_{DS} = 200 \text{ V}$ , $I_D = 30 \text{ A}$ , $R_{DS(on)} = 0,085 \Omega @ 25^\circ\text{C}$
	Tr11	Transformador com relação de transformação 1:11, núcleo IP6 – Thornton
	D11, D12	Diodo MUR 4100 - 4 A, 1000 V, ultra-rápido
	C11	Capacitor 33 $\mu\text{F}$ , 500 V, alta frequência (HFC)
	Rs	Resistor 2 k $\Omega$ , 5 W
	Cs	Capacitor 56 nF de poliéster
	Ds	Diodo MUR 130 – 1 A, 300 V, ultra-rápido
Buck	D21	Diodo MUR 450 – 4 A, 500 V, ultra-rápido
	S21	IRFP 460 – MOSFET $V_{DS} = 500 \text{ V}$ , $I_D = 13 \text{ A}$ , $R_{DS(on)} = 0,27 \Omega @ 25^\circ\text{C}$
	L21	Indutor de 4 mH, núcleo IP6 – Thornton
Inversor de Corrente	D31 a D34	Diodo retificador para baixa frequência
	S31 a S34	IRFP 460 – MOSFET $V_{DS} = 500 \text{ V}$ , $I_D = 13 \text{ A}$ , $R_{DS(on)} = 0,27 \Omega @ 25^\circ\text{C}$
Filtro de saída	Cf	Capacitor 620 nF, 400 V Poliéster
	Lf	Indutor 2 mH, núcleo IP6 Thornton

## REFERÊNCIA BIBLIOGRÁFICA

- [1] RÜTHER, RICARDO. *Energia Solar Fotovoltaica – Estado da Arte e Potencial na Geração de Potência Elétrica*. Workshop – Energia Solar. Eletrosul. Florianópolis, SC, 1998.
- [2] NOME SILVA, FARUK A. E BARBI, IVO. *Conversor Push-Pull Alimentado em Corrente*. Dissertação de Mestrado. INEP. UFSC, Florianópolis. 1998.
- [3] AYRES, CARLOS A. *Recicladores de Potência*. Tese de Doutorado. INEP. UFSC, Florianópolis. 1996.
- [4] SAYIGH, A. A. M. *Solar Energy Engineering*. Academic Press, New York, 1977. pp. 61-82
- [5] COMETTA, EMÍLIO. *Energia Solar: Utilização e Empregos Práticos*. Hemus, São Paulo, 1977. p. 105-114.
- [6] CALAIS, MARTINA. & AGELIDIS, VASSILIOS G. *Multilevel Converters For Single-Phase Grid Connected Photovoltaic Systems - An Overview*. IEEE – ISIE'98, July/1998. pp. 224-229.
- [7] CHIANG, S. J., CHANG K. T. & YEN C. Y. *Residential Photovoltaic Energy Storage System*. IEEE Transactions on Industrial Electronics. June 1998. Vol. 45, no. 3, pp. 385-394.
- [8] KOBAYASHI, HIROMU & TAKIGAWA, KIYOSHI. *Islanding Prevention Method For Grid Interconnection of Multiple PV Systems*. 2<sup>nd</sup> World Conference on Photovoltaic Solar Energy Conversion, Vienna, Austria, July/1998.
- [9] GABIATTI, GERSON. *Estudo, desenvolvimento e implementação de um sistema de alimentação ininterrupta de energia*. Dissertação de Mestrado. INEP, UFSC, Florianópolis. 1991.
- [10] BARBI, IVO E SOUZA, ALEXANDRE FERRARI DE. *Correção do Fator de Potência de Fontes*



*de Alimentação*. Apostila utilizada no curso de Pós Graduação em Eletrônica de Potência. INEP. UFSC, Florianópolis.

- [11] VORPERIAN, V. *Simplified Analysis of PWM Converters using the Model of the PWM Switch*. VPEC Seminar Tutorials. Virginia, USA. 1989.
- [12] MONTENEGRO, ALEXANDRE DE A. *Fontes Não-Convencionais de Energia. As tecnologias Solar, Eólica e de Biomassa*. Labsolar, Florianópolis. 1998. p. 9-25.
- [13] *High Power Factor Preregulator*. Application Information UC 3854. Unitrode.
- [14] CLAUDIO DE SA E SILVA. *Power Factor Correction With the UC 3854*. Application Note. Unitrode.
- [15] LABSOLAR - LABORATÓRIO DE ENERGIA SOLAR. UFSC, Florianópolis.
- [16] MEZAROBA, MARCELLO. *Sistema de Bombeamento de Água com Energia Obtida de Painéis Fotovoltaicos*. Dissertação de Mestrado. INEP. UFSC, Florianópolis. 1998.